

PWM インバータ用  
フィルタインダクタに関する研究

松盛 裕明

2018 年

## 主要な量記号

$P$  単位体積当たりの鉄損[W/m<sup>3</sup>]

$B$  磁束密度

$H$  磁界強度

$f$  励磁周波数

$\alpha, \beta, k$  スタインメッツ係数

$\Delta B$  磁束密度リップル

$H_0$  磁界バイアス

$N$  インダクタの巻数

$l_e$  インダクタの実効磁路長

$S_e$  インダクタの実効断面積

$f_{sw}$  スイッチング周波数

$T_{sw}$  PWM インバータのスイッチング周期

$k$  鉄損測定誤差

$\theta$  電圧と電流間の位相角

$\Delta\varphi$  電圧センサで検出した電圧と電流センサで検出した電流間の位相誤差

$\varphi, \varphi_L$  位相誤差, 無誘導シャント抵抗の位相角

$\varphi^*, \Delta\varphi^*$  補正した位相誤差, 残留位相誤差

$i_L$  インダクタの 1 次巻線電流

$i_L^*$  位相補正を施したインダクタの 1 次巻線電流

$i_{L(LF)}^*$  位相補正を施したインダクタの 1 次巻線電流の低周波成分

$i_{L(HF)}^*$  位相補正を施したインダクタの 1 次巻線電流の高周波成分

$v_{L2}$  インダクタの 2 次巻線電圧

$v_{L2(LF)}$  インダクタの 2 次巻線電圧の低周波成分

$v_{L2(HF)}$  インダクタの 2 次巻線電圧の高周波成分

$T_{LF}$  PWM インバータの低周波電流出力 1 周期

$f_{eq} dB/dt$  セグメントの等価周波数

$Q dB/dt$  セグメントにおける鉄損[J/m<sup>3</sup>]

$Q_{LF}$  磁気エネルギー[J/m<sup>3</sup>]

$Q_{\text{HF}}$  瞬時鉄損[J/m<sup>3</sup>]

$P_{\text{HF}}$  高周波鉄損[W]

$P_{\text{LF}}$  低周波鉄損[W]

$P_{\text{ILA ALL}}$  ILA による鉄損の測定値[W]

$P_{\text{Power}}$  パワーメータによる鉄損の測定値[W]

$\sigma$  ILA とパワーメータにおける鉄損測定値の偏差

$P_{\text{Fe}}$  インダクタの磁性体部に発生する鉄損

$P_{\text{Cu}}$  インダクタの巻線部に発生する銅損

$P_{\text{Device}}$  半導体デバイス損失

$P_{\text{cond-MOS}}$  MOSFET の導通損失

$P_{\text{sw}}$  MOSFET のスイッチング損失

$P_{\text{cond-FWD}}$  MOSFET の還流ダイオードの導通損失

$P_{\text{rr-FWD}}$  MOSFET の逆回復リカバリ損失

$\eta$  三相 PWM インバータの効率

# 目次

第1章 緒論	- 1 -
1.1 研究背景	- 1 -
1.2 電力変換器の高電力密度化の課題	- 3 -
1.3 インダクタ損失の解析手法と問題点	- 6 -
1.4 本研究の目的と概要	- 9 -
1.5 論文構成	- 11 -
第2章 PWM インバータ励磁下のフィルタインダクタ鉄損の測定方法	- 14 -
2.1 代表的な鉄損測定手法と問題点	- 14 -
2.1.1 カロリーメータ法による鉄損測定	- 14 -
2.1.2 2 コイル法による鉄損測定	- 15 -
2.2 2 コイル法における鉄損測定精度の向上法	- 17 -
2.3 PWM インバータ励磁下におけるフィルタインダクタの鉄損測定	- 22 -
2.3.1 パワーメータを用いたインダクタの鉄損測定	- 22 -
2.3.2 Iron loss analyzer を用いたインダクタの各種鉄損測定	- 25 -
2.4 ILA の鉄損測定精度の検証	- 31 -
2.5 まとめ	- 33 -
第3章 PWM インバータ励磁下のフィルタインダクタ鉄損の計算方法	- 34 -
3.1 スタインメッツの方程式	- 34 -
3.2 拡張スタインメッツ方程式	- 35 -
3.3 ロスマップ法	- 37 -
3.4 拡張ロスマップ法	- 40 -
3.4.1 単相 PWM インバータ励磁下における フィルタインダクタの瞬時鉄損の計算手法	- 42 -
3.4.2 三相 PWM インバータ励磁下における フィルタインダクタの瞬時鉄損の計算手法	- 45 -
3.5 拡張した拡張スタインメッツ方程式	- 49 -
3.6 まとめ	- 53 -
第4章 PWM インバータ励磁下におけるフィルタインダクタの 瞬時鉄損と高周波鉄損の計算手法の評価	- 54 -

4.1 拡張ロスマップ法を用いた PWM インバータ励磁下における	
フィルタインダクタの瞬時鉄損と高周波鉄損の計算精度の検証.....	54 -
4.1.1 単相 PWM インバータ励磁下における	
フィルタインダクタの瞬時鉄損と高周波鉄損の計算精度の検証 .....	54 -
4.1.2 三相 PWM インバータ励磁下における	
フィルタインダクタの瞬時鉄損と高周波鉄損の計算精度の検証 .....	57 -
4.2 拡張ロスマップ法の鉄損計算誤差と補正法.....	61 -
4.2.1 改良ロスマップ法の提案 .....	62 -
4.2.2 様々な励磁条件での瞬時鉄損および高周波鉄損の計算評価 .....	66 -
4.3 まとめ.....	71 -
第 5 章 三相 PWM インバータ用三相インダクタの小型・低損失化.....	72 -
5.1 三相 PWM インバータ励磁下における三相インダクタの設計 .....	72 -
5.1.1 三相インダクタのインダクタンス値 .....	73 -
5.1.2 インダクタの励磁に応じた磁性体材料の選定 .....	78 -
5.2 提案する三相インダクタを用いることによる	
三相 PWM インバータの効率向上効果の検証 .....	81 -
5.2.1 三相 PWM インバータの効率.....	81 -
5.2.2 インダクタ全損失の計算 .....	82 -
5.2.3 銅損の計算 .....	82 -
5.2.4 低周波鉄損の計算 .....	83 -
5.2.5 高周波鉄損の計算 .....	85 -
5.2.6 フィルタインダクタの全損失 .....	86 -
5.2.7 半導体デバイスの損失 .....	87 -
5.2.8 三相 PWM インバータの電力変換効率の計算.....	89 -
5.3 提案する三相インダクタを用いることによる	
三相 PWM インバータの効率向上効果の実験検証 .....	90 -
5.4 Y 型三相インダクタの開発.....	94 -
5.4.1 Y 型三相インダクタと単相インダクタの性能比較 .....	95 -
5.5 まとめ.....	97 -
第 6 章 鉄損モデルを用いたフィルタインダクタの鉄損評価 .....	98 -
6.1 ヒステリシス損失，渦電流損失，残留損失に分離表記する鉄損モデル .....	98 -

6.2 鉄損モデルによる PWM インバータ励磁下の	
フィルタインダクタ鉄損の計算 .....	- 102 -
6.2.1 PWM インバータ励磁下の鉄損計算手法 .....	- 102 -
6.2.2 三相 PWM インバータ励磁下における	
フィルタインダクタの瞬時鉄損と高周波鉄損の評価 .....	- 103 -
6.3 まとめ .....	- 107 -
第 7 章 総論 .....	- 108 -
参考文献 .....	- 111 -
投稿論文 .....	- 120 -
国際会議 .....	- 120 -
国内会議 .....	- 122 -
出願特許 .....	- 124 -
受賞経歴 .....	- 124 -
外部資金調達実績 .....	- 124 -
謝辞 .....	- 125 -

---

# 第1章 緒論

## 1.1 研究背景

全世界における消費電力量は年々増えており、1975年には5.41兆kWhであった電力消費量が2013年には19.50兆kWhに増加している[1]。消費電力量は38年間で3.6倍に膨れ上がっており、消費電力量の削減は急務である。そのため、電気エネルギーを各機器の電気エネルギーの利用形態(電圧、電流、周波数)に効率的に変換・制御を行う技術であるパワーエレクトロニクス技術が消費電力量の削減に寄与する重要な技術として注目されている[2],[3]。

パワーエレクトロニクス技術を応用した電力変換器は電気エネルギーを効率的に変換できることから、送電、移動体、Information and Communication Technology (ICT)等、様々な分野を横断して普及が進んでいる。以下、各分野における電力変換器の重要性について述べる。

送電分野にいたっては、地球環境問題への意識の高まりをうけて、太陽光発電システムや風力発電システム等を用いた再生可能エネルギーの普及が進んでいる。再生可能エネルギーから発電された電気エネルギーの形態と送電線で送られている電気エネルギーの形態は異なるため、電力変換器が必要とされている。我が国でも住宅用太陽光発電システムについては2009年より始まった太陽光発電エネルギーの余剰電力買取制度の導入によって普及が急速に進んでいる。産業用太陽光発電システムについても同様に2012年から始まった固定価格買取制度の普及により2020年度には1.7兆円市場まで成長するという予測が立てられている[4]。海外に目を向けてみると、デンマークでは2017年度において既に消費電力量の40%以上が再生可能エネルギーから賄えられており、2050年までに再生可能エネルギーの普及目標を100%に設定している[5]。したがって、電力変換器の設置量は増大するため、電力変換器の小型化を行いより少ない資源でシステムを作り上げる努力が必要となる。家庭用太陽光発電システムの電力変

---

換器については既に Google 社が小型・高効率化のコンペを主催するなど、活発な研究開発が進んでいる[6],[7],[8]。

移動体分野に至っては、地球温暖化の抑制を背景に各国で厳しい規制が設定されている[9]。たとえば、自動車分野に至っては EU(ヨーロッパ連合)が 2020 年までに CO<sub>2</sub> 排出量を 95g/km 以下に抑える規制が設定されている。CO<sub>2</sub> 排出量を 95g/km 以下に抑えるにはエンジンの開発だけでは規制を回避することが難しく、エンジンと電気モータを組み合わせたハイブリッド自動車(HEV)やプラグインハイブリッド自動車(PHEV)、電気モータのみで走行する電気自動車(EV)や燃料電池車(FCEV)など電力変換器を必要とする自動車の開発が急速に進んでいる[10],[11],[12]。ここで電力変換器は電気モータを駆動用だけではなく、PHEV や EV のバッテリーの充電用や、Light detection and ranging (LIDAR)等センシングなどを含む自動運転システムへの電力供給などに使用されており、自動車における電動化比率が大きく向上している。なお、電動化はバイク、飛行機、船舶にも波及しており、移動体は徐々に従来の化石燃料由来から電気由来の動力に転換している[13],[14],[15]。

ICT 分野に至っては、クラウドコンピューティングやスマートフォンの利用拡大で情報通信データセンタでの電力消費量の増大が特に深刻化している。2010 年における世界のデータセンタの消費電力量は 4000 億 kWh と試算されており、世界で使用される電力の約 2%を占めている[16]。さらに、2020 年には 1 兆 2000 億 kWh と今後も消費電力量が増加すると予測されている。機械学習、AI、自動車の自動運転といった技術の運営にも、プラットフォームとして大量のデータサーバを稼働させる必要があることから、今後も消費電力需要の増加が予測される[17]。2015 年度における我が国の消費電力量は約 8000 億 kWh であることを考えると、データセンタの消費電力削減は急務な課題である。

これらの設備には電圧・電流を所望の値の交流や直流に変換する電力変換器が用いられており、データセンタの消費電力削減には電力変換器の電力変換効率の向上が必要である[18],[19],[20]。

上記で述べたように、ほぼ全ての電気機器でパワーエレクトロニクス技術が利用されているため、個々のエネルギー損失が非常に微々たる割合でも、省エネ



---

ルギー効果量は大きい。電力変換器は電力変換効率の向上だけではなく、小型化・軽量化も要求される。電力変換器の小型化・軽量化は一般的に材料使用量の削減や様々な場所に簡単に設置ができるようになる。すなわち、取り付けや取り外しが容易になり、メンテナンス性も向上する。以上より、電力変換器の小型化・高効率・軽量化を実現する高電力密度化の要求が一層高まることが予測される。

## 1.2 電力変換器の高電力密度化の課題

電力変換器の性能指標となる電力密度(W/L)の向上には、電力変換器を構成する以下の4つの分野について考えなければならない。

1. パワー半導体デバイス
2. 制御回路 (FPGA, DSP 等)
3. 受動部品 (インダクタ・キャパシタ等)
4. 冷却システム (ヒートシンク等)

近年、電力変換器の性能指標となる電力密度(W/L)はパワー半導体デバイス(以下、半導体デバイス)の高周波スイッチング動作による受動部品の小型化によって大きく向上している[21]-[29]。MOSFET や IGBT といった半導体デバイスは世代を追う毎にスイッチング損失と導通損失が低減され、より高いレベルでの高周波スイッチングを可能にしている。高周波スイッチングはスイッチング損失が増加して効率の低下が懸念されるが、ソフトスイッチングによるスイッチング損失の抑制に関する研究が盛んに行われている[30]。高周波スイッチング化による電力変換効率の低下を避けながら受動部品の小型化が進められている。さらに、実用化が始まった SiC や GaN といったワイドバンドギャップの半導体デバイスは上記の特性改善に加えて、従来の Si 半導体デバイスよりも高電圧・高温動作が可能になったことから放熱に必要な冷却システムの小型化を可能にしている[31]。損失と体積の両値が低減できたことから電力変換器の電力密度は従来の Si 半導体デバイスを用いた場合の 3kW/L から 70W/L まで大きく向上した例がある[26]。また、同様に FPGA, DSP 等の制御回路も処理速度が向上して

いる為、高度な制御も実現されている。

しかしながら、近年ではスイッチング周波数の高周波化を進めるだけでは電力密度の最大化ができないことが報告されている[32]。その理由は高周波スイッチングによってインダクタやキャパシタ等の受動素子を小型化することができるが、表面積の減少によって放熱係数が増加して受動部品の温度が上昇するため、受動部品の体積削減率よりも受動部品の冷却に必要な装置の体積増加率が上回るためである[32],[33]。したがって、電力密度を最大限まで高めるには、受動部品および冷却システムの体積が最小となるスイッチング周波数を選定する必要がある。そのためには、受動部品の放熱量を正確に把握する必要がある。受動部品にはキャパシタ、インダクタ、変圧器などがある。キャパシタについては耐圧、材料、容量といった仕様を定めると、大きさや損失値の指標となるキャパシタの等価直列抵抗(ESR)の値が概ね定まり[34]-[36]、これらの値については製造業者が異なっても概ね等しい事が報告されている[37]。一方、インダクタや変圧器等の磁性体部品についてはコアにあたる磁性材料部分と巻線にあたる銅線部分の組み合わせを電力変換器の設計者が決める必要がある。磁性体部品について、古くから変圧器の設計に関する研究成果は多く存在していたが、インダクタの設計に関する研究についてはあまり進んでいない。その理由について図 1.1 に示す変圧器・インダクタを含む DC/DC コンバータの例を踏まえて説明する。図 1.2 に示すように変圧器の巻線電流は負荷電流とほぼ等しいことから、変圧器の銅損は変圧器の巻線を通流する負荷電流の値に概ね依存して決まり、鉄損は励磁インダクタンスの電流が負荷電流に対して大きく変動しないため、励磁電圧に概ね依存して決まる特長がある。従って、変圧器の鉄損と銅損のそれぞれを測定評価することは比較的容易である。一方、電力変換器で使用するインダクタについては図 1.3 に示すように励磁インダクタンスの電流が負荷電流と等しく、負荷の値によって励磁電流が変動する。鉄損が励磁電圧と負荷電流に依存して様々に変化するため値が不明瞭となり、鉄損と銅損のそれぞれを測定評価することが困難である。これらの特長を整理すると図 1.4 が示すようになる。以上を踏まえて、本論ではインダクタの損失について研究開発を行う。

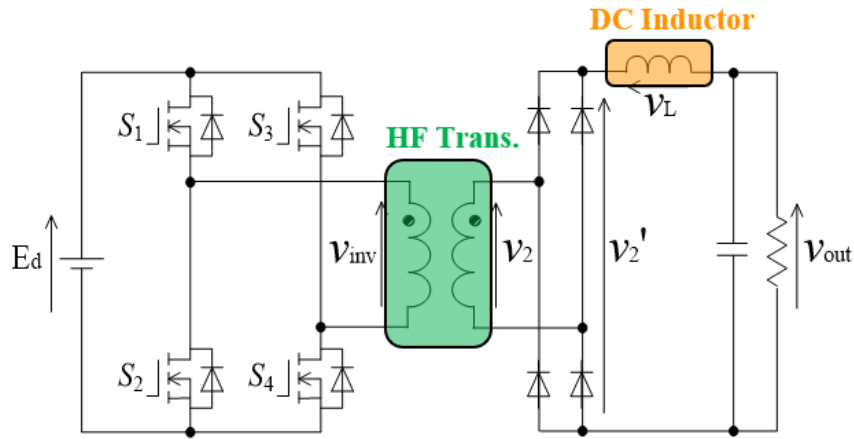


図 1.1 変圧器・インダクタを含む DC/DC コンバータの例

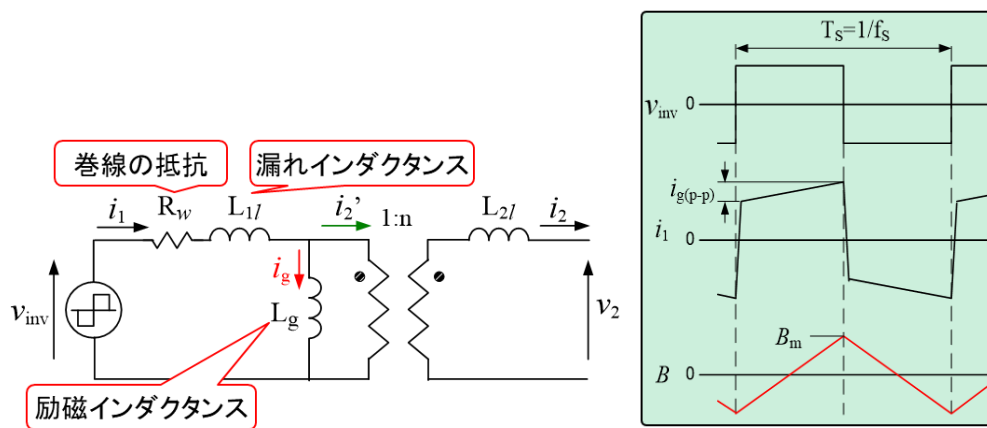


図 1.2 変圧器の等価回路および励磁波形

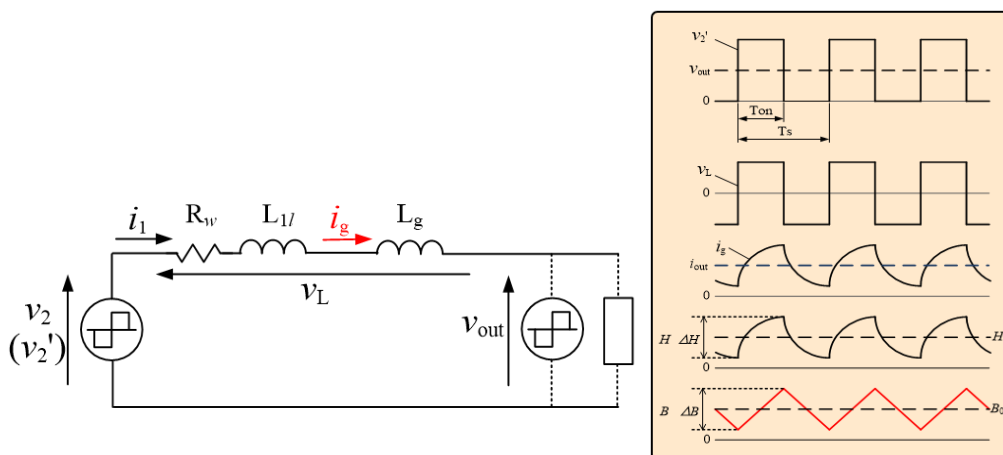


図 1.3 インダクタの等価回路および励磁波形

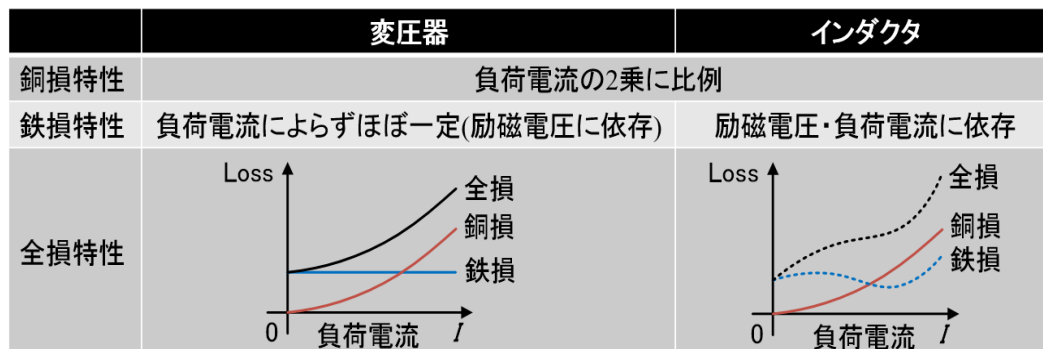


図 1.4 磁性体部品の損失特性のまとめ

## 1.3 インダクタ損失の解析手法と問題点

インダクタを励磁した際に生じる損失は、図 1.5 のように大きく鉄損、銅損の 2 つに分けられる。銅損はインダクタの巻線に発生する損失であり、鉄損は磁性体部分に発生する損失である。銅損(Copper loss)については損失の等価抵抗の増加要因となる表皮効果(Skin effect)、近接効果(Proximity effect)に分かれる。鉄損(Iron loss)はヒステリシス損失(Hysteresis loss)、渦電流損失(Eddy current loss)、残留損失(Excess loss)の三つに分けられる。鉄損は BH 平面上に描かれる BH カーブの面積に相当し、ヒステリシス損失、渦電流損失、残留損失が含まれている。

古くからインダクタに生じる鉄損と銅損については正弦波の励磁条件で多くの研究がなされてきたが、電力変換器で使用される条件での研究はあまり進んでいない。電力変換器で使用される条件でのインダクタに生じる鉄損と銅損について現状の解析手法と問題点を以下に述べる。

スイッチング周波数が比較的高い電力変換器で使用されるインダクタの銅損を考える場合、表皮効果と近接効果の影響が無視できなくなる[38]-[51]。表皮効果は交流電流が銅線に流れるとき、電流の経路が銅線の表面に集中する現象のことである。高周波になるほど電流が表面へ集中し、銅線の電気抵抗が増大する。近接効果は複数の銅線がごく近くに位置する場合に発生する。隣接する各銅線

---

の形成する電界が渦電流を誘導し、銅線内の電流が隣接する銅線と接する狭い領域に集中して流れる。表皮効果と同様に銅線の電流が流れる部分が制限されるため、銅線の電気抵抗が増大する。

表皮効果や近接効果を含む銅損については、有限要素法(Finite Element Method:FEM)などを利用した電磁界解析シミュレータを用いた 3 次元の解析技術が急速に発展したため、従来のように複雑な数式計算を用いなくても、3D モデルの構築さえできればリッツ線のような複雑な構造でもシミュレータで高精度に銅損計算が可能であることがすでに報告されている[47]。

電力変換器で使用されるフィルタインダクタの鉄損を考える場合、図 1.6 が示すように、励磁電圧波形が矩形波であること、および励磁磁界中にバイアス成分が含まれるなど、変圧器の励磁条件とは異なることに注意が必要である。チョッパ回路のインダクタの励磁では磁束密度波形と磁界強度波形にバイアス成分を含んでおり、バイアス成分の値によって BH カーブの発生位置が変化する。BH カーブの発生位置が変化するので鉄損の値も変動する。さらに、PWM インバータ回路のフィルタインダクタの励磁では磁束密度波形と磁界強度波形にバイアス成分が時々刻々と変化していることから BH カーブも時々刻々変化しながら描かれる。また、鉄損は磁性体の材料や製作過程において特性が異なるため、鉄損計算には計算したい鉄損の励磁波形に対応した鉄損測定値が事前に必要となる。通常、フィルタインダクタに生じる鉄損はインダクタの製造業者から提供されるデータシートに基づいて計算されている。しかし、データシートで提供されている磁性体部品の鉄損は正弦波電圧励磁に起因した条件での値であり、電力変換器に使用するインダクタの鉄損はほとんどが矩形電圧波形に基づいている為、データシートの値を用いた設計では計算値と実測値が乖離している。正弦波データに基づいて矩形波励磁下の鉄損を推定する方法が存在するが、鉄損特性が非線形性をもつことから本質的に精度が低い問題がある。特に、電力変換器のスイッチング周波数の高周波化に伴い、高周波リプル成分に起因する鉄損が支配的になり、その値はバイアス磁界成分に依存して変化する場合が多いため、鉄損を定量的に算出することが困難になっている[52]-[71]。したがって、インダクタの設計は技術者の経験則に基づいてカット&トライを繰り返して行われている

るのが現状である[72]-[79]。カット&トライ設計からの脱却には鉄損の定量的把握が必要である。

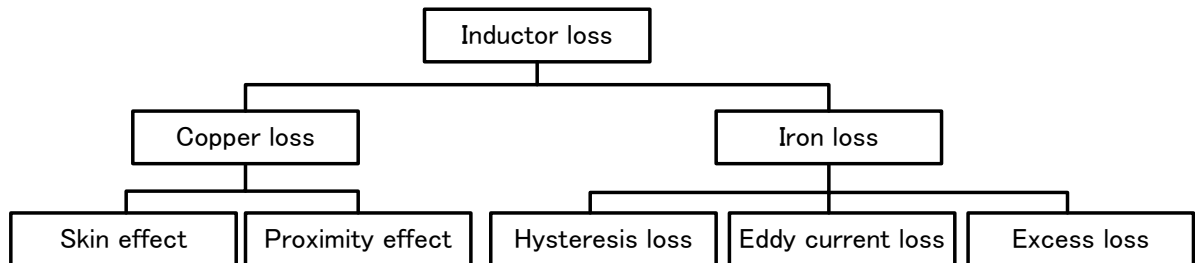


図 1.5 インダクタ損失の分類

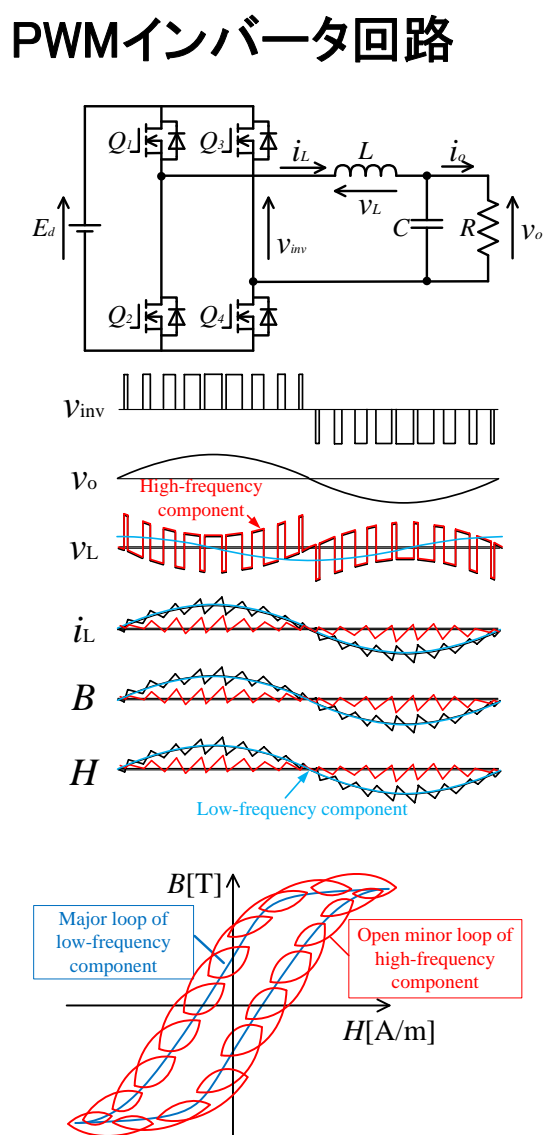
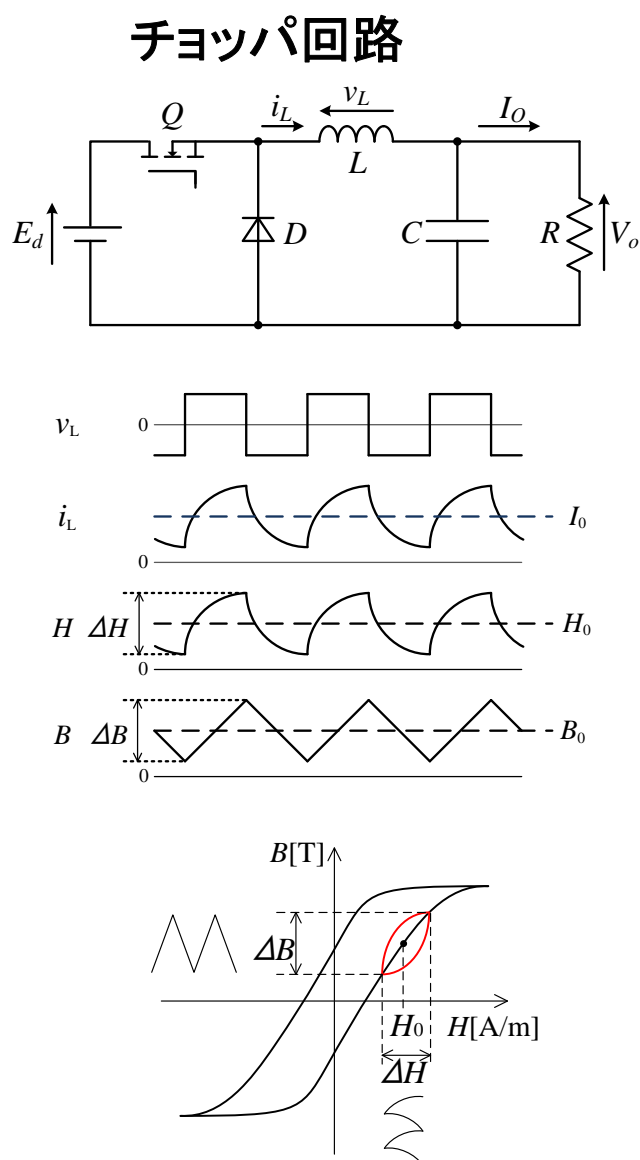


図 1.6 電力変換器の励磁によるインダクタの鉄損

## 1.4 本研究の目的と概要

本研究の目的は電力変換器の高密度実装を可能とする設計技術の構築である。上述したように高密度実装を達成するには、インダクタの温度上昇値を把握するために温度上昇の原因となる鉄損の正確な予測が重要となる。鉄損の正確な

---

予測が可能になれば、先に示した電磁界シミュレータを駆使した銅損解析技術と組み合わせて、インダクタの最適設計がカット&トライを繰り返さずに可能になる。ただし、取り組むべき鉄損評価の対象は降圧チョッパ励磁、単相 PWM インバータ励磁、三相 PWM インバータ励磁など多岐にわたる。先行研究では降圧チョッパ励磁におけるフィルタインダクタの鉄損評価方法について議論が行われており、図 1.7 に示す BH アナライザと降圧チョッパを組み合わせた、降圧チョッパ励磁下におけるインダクタの鉄損データの測定法とその鉄損データを用いた高精度な降圧チョッパ励磁下におけるインダクタ鉄損の計算法が既に提案されている[52],[53]。

PWM インバータ励磁下のインダクタ鉄損の場合は先に示したように、正弦波電流励磁に起因する鉄損とスイッチングリップルに起因する鉄損が存在する。正弦波励磁と PWM インバータ励磁では損失が異なることが既に報告されているが、BH カーブの形状がオープンループであるため、1 スwitchング毎のスイッチングリップルに起因する鉄損値も不明確であり、高精度な鉄損評価手法が確立されていない[52]-[62]。そこで、本研究では PWM インバータ励磁下のフィルタインダクタ鉄損の評価技術の確立が電力変換器の高密度化には不可欠であると考え、オープンループの鉄損測定技術と計算技術に的を絞って研究を行う。したがって、本論では以下の項目について研究を行う。

- 1) PWM インバータ励磁下におけるフィルタインダクタ鉄損の測定方法
- 2) PWM インバータ励磁下におけるフィルタインダクタ鉄損の計算方法
- 3) 鉄損評価技術を基にした小型化・低損失化を可能とするインダクタの開発



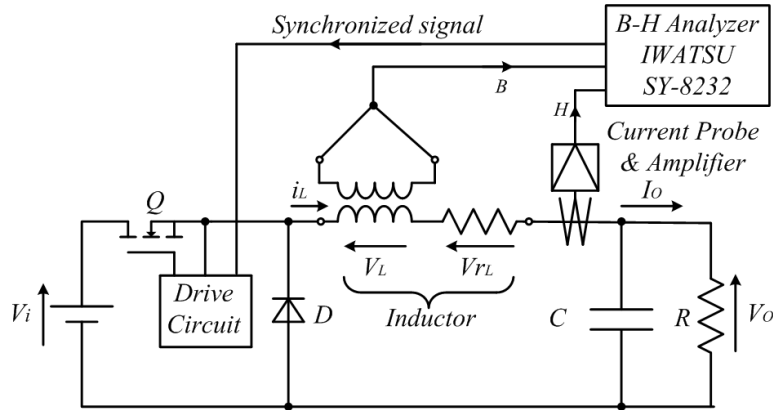


図 1.7 BH アナライザと降圧チョップを用いた鉄損測定システム

## 1.5 論文構成

本論文では、全 7 章からなる構成となっており、各章の要旨を以下に示す。

第 1 章では、研究背景として電力変換器に求められる課題を要約し、本研究の目的と位置づけを明確にした。

第 2 章では、PWM インバータに使用されるフィルタインダクタの鉄損測定手法について論じる。鉄損の高精度測定手法として知られる 2 コイル法を、PWM インバータで使用されるフィルタインダクタの鉄損測定に応用し、出力電流の低周波成分に起因する鉄損(以下、低周波鉄損)、出力電流の高周波成分であるスイッチングリップルに起因する鉄損(以下、高周波鉄損)、およびスイッチング周期毎の鉄損(以下、瞬時鉄損)のそれぞれを高精度に測定する手法について論じる。さらに、提案システムで求めた測定値と高精度パワーメータの測定値と比較し、提案測定法の妥当性を検証する。

第 3 章では、PWM インバータに使用されるフィルタインダクタの鉄損計算手法について論じる。従来の鉄損表記式であるスタインメッツ方程式および拡張スタインメッツ方程式(iGSE)の特長と適用範囲について考察を行い、これらの手法では磁界バイアス印加時の鉄損特性を考慮していないことから PWM インバ

---

ータに使用されるフィルタインダクタの瞬時鉄損および高周波鉄損の計算に対応できないことを指摘する。そこで、磁界バイアス印加時の鉄損計算に対応できるロスマップ法と、**Piecewise linear method** の原理を併用したフィルタインダクタの鉄損計算手法(拡張ロスマップ法)について論じる。さらに、ロスマップ法を参考に **Kolar** らが提案した **i<sup>2</sup>GSE** 手法と拡張ロスマップ法との比較を行い、拡張ロスマップ法がフィルタインダクタの瞬時鉄損および高周波鉄損の計算に有利であることを示す。

第 4 章では、単相および三相 **PWM** インバータに使用するフィルタインダクタの高精度な瞬時鉄損および高周波鉄損の計算手法について論じる。単相 **PWM** インバータのフィルタインダクタの瞬時鉄損については **Piecewise linear method** の原理とロスマップ法を併用した鉄損計算手法(拡張ロスマップ法)を用いれば高精度に瞬時鉄損と高周波鉄損が計算可能であるが、一方で、三相 **PWM** インバータのフィルタインダクタの瞬時鉄損と高周波鉄損の計算については拡張ロスマップ法を用いても大きな計算誤差が生じることを指摘した。そこで、単相 **PWM** インバータの励磁と三相 **PWM** インバータの励磁の違いについて明らかにし、その解決手法として、**Brockmeyer** らが考案した等価周波数原理と拡張ロスマップ法を組み合わせた新たな鉄損計算手法(改良ロスマップ法)を開発した。これにより、計算誤差が従来手法の 21%程度から 2%以下に低減できることを立証した。

第 5 章では、三相 **PWM** インバータに用いる三相インダクタの小型・低損失化について論じる。従来の三相 **PWM** インバータ用の三相インダクタで多用される **EE** 形状のコアの鉄損の計算法を開発した。計算結果の分析に基づいて、通常使用される **EE** コアの形状では **EE** コアの三つの磁脚(中心脚と二つの側脚)に生じる鉄損が不均一になり、過剰な鉄損が発生することを指摘した。その解決手法として、中心脚と側脚の磁路断面積を最適化し、さらに中心脚には飽和磁束密度の高い高純度鉄粉磁性体を、側脚には飽和磁束密度が低い低損失特性に優れたセンダスト材料を用いた新たな三相インダクタを考案した。出力電力 1 kW の三相 **PWM** インバータを用いて開発したインダクタの評価を行った結果、提案インダクタはインバータ低出力時の効率改善を 1%以上改善できることを実証

---

した。

また、従来の EE 形状のコアに代わり、各磁脚の磁気抵抗が均一となる Y 形状の磁性体を持つ三相インダクタを考案した。開発したインダクタは、単相インダクタを 3 組使用する場合と比較して体積は 18%、重量は 37%、直流抵抗成分は 47% の低減効果を持ち、小型低損失化手法として極めて有効であることを実証した。

第 6 章では、新しい鉄損モデルとこれを用いた PWM インバータに使用されるフィルタインダクタの鉄損計算手法について論じる。改良ロスマップ法は高精度に鉄損計算を行う事ができるが、拡張ロスマップに記載している鉄損のデータポイントが離散的であるため、拡張ロスマップから任意の当該のデータポイント以外の損失値は近傍の数値から補間計算する必要があるという問題がある。また、鉄損の主要成分であるヒステリシス損失、渦電流損失、および残留損失の内訳が把握できないという問題もある。これは、インバータ動作条件に適した磁性材料を開発するための情報としては不十分である。そこで、鉄損を構成する各損失成分を分割して表記できる新しい鉄損モデルと表記式を考案した。提案モデル、ロスマップ法および  $i^2\text{GSE}$  について三相 PWM インバータのフィルタインダクタについて、鉄損の計算精度を比較し、提案モデルは改良ロスマップ法と同等の精度で鉄損計算が可能であることを示した。さらに提案モデルを用いて鉄損の各種成分について磁界バイアス依存性を評価したところ、ヒステリシス損失は磁界バイアス依存性を多く受ける一方で、渦電流損失はバイアス依存性が低いことを明らかにした。これらの知見は、今後の低損失磁性体の特性改良に有効に活用できるものとする。

第 7 章では、本論文を総括し、本研究で得られた成果と今後の課題について述べる。

---

## 第2章 PWM インバータ励磁下のフィルタインダクタ鉄損の測定方法

PWM インバータ励磁下のフィルタインダクタに発生する鉄損の測定方法について述べる。インダクタに発生する鉄損の測定にはインダクタの温度上昇値からインダクタ全体の損失を測定し、インダクタの全損失から銅損の計算値の差をとることで鉄損を間接的に測定するカロリメータ法やインダクタに 2 次巻線を巻くことによって 2 次巻線電圧と 1 次巻線電流から鉄損を直接測定する 2 コイル法などが開発されている[80]-[92]。本章では、はじめにカロリメータ法と 2 コイル法について説明する。次に 2 コイル法の鉄損測定精度に影響を及ぼすインダクタ電圧とインダクタ電流の測定位相誤差について述べ、電圧・電流検出に電圧プローブと電流プローブを用いた場合の位相誤差の補正方法について説明する。その後、2 コイル法を PWM インバータ励磁下におけるフィルタインダクタの鉄損測定システムに適用し、フィルタインダクタの出力電流の低周波成分に起因する鉄損と高周波成分のスイッチングリップルに起因する鉄損の測定システムについて述べる。

### 2.1 代表的な鉄損測定手法と問題点

代表的なインダクタの鉄損測定手法であるカロリメータ法や 2 コイル法について説明する。

#### 2.1.1 カロリメータ法による鉄損測定

カロリメータ法は図 2.1 が示すように外気から断熱されたチャンバーに測定対象と温度検出素子を同封し、測定対象の温度上昇値から損失を概算する手法である[87]-[89]。カロリメータ法による損失測定にはチャンバーと外気の断熱が非常に重要であり、断熱が不足するとチャンバー内部の温度が変化し、損失

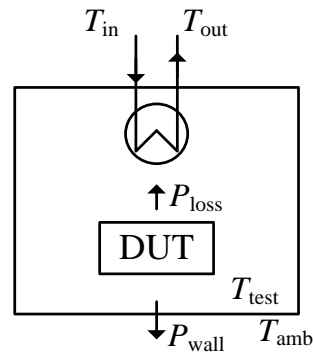


図 2.1 カロリーメータ法による損失測定方法

の測定精度が低下する。また、カロリーメータ法はチャンバー内部の温度が定常状態に到達したとき損失測定を行うため、温度依存性を有する損失特性の評価には適していない。インダクタ損失の中で温度依存性を有する損失は鉄損が該当する。

インダクタの鉄損測定にカロリーメータ法を用いる場合、カロリーメータ法で測定した損失は鉄損だけではなく銅損も含んでいるため、鉄損の値を知るためには全損失から銅損の差分をとる必要がある。さらに、電力変換器の励磁下における銅損は表皮効果や近接効果を考慮しなければならない場合が多く、特に近接効果の値は巻線の形状や配置によって変化する。銅損の高精度計算には巻線の 3D モデルと電磁界シミュレータを組み合わせる手法が必要となる。したがって、カロリーメータ法によるインダクタの鉄損測定は試料毎に電磁界シミュレータで計算した銅損の値が必要となること、鉄損が温度依存性を有することを考えると、測定精度が低い。

## 2.1.2 2 コイル法による鉄損測定

2 コイル法はインダクタに電圧検出用の 2 次巻線を巻き、2 次巻線電圧と 1 次巻線電流の積より鉄損を測定する手法である。インダクタ電圧を 2 次巻線より検出すると、漏れ磁束の影響や銅損を除外して鉄損が直接測定できる。その原理を以下に示す。

2 コイル法を用いた場合におけるインダクタの等価回路はインダクタに 1 次巻線および、2 次巻線を用いるのでトランスの等価回路と同様の手法で考えることができる。2 コイル法によるインダクタの等価回路を図 2.2 に示す。 $R_{\text{winding1}}$  は 1 次巻線の銅損、 $L_{\text{leak1}}$  は 1 次側の漏れインダクタンス、 $R_{\text{winding2}}$  は 2 次巻線の銅損、 $L_{\text{leak2}}$  は 2 次側の漏れインダクタンス、 $M$  は相互インダクタンス、 $L_1, L_2$  はそれぞれ、1 次側および、2 次側の実効インダクタンスである。

2 コイル法では 2 次側の巻線で検出した電圧は電圧検出素子を介してパワーメータやオシロスコープ等の測定器で取り込む。例えば、オシロスコープは入力インピーダンスが  $1\text{M}\Omega$  であることから、 $L_{\text{leak2}}$  と  $R_{\text{winding2}}$  に流れる電流は十分に小さいと考えることができ、 $L_{\text{leak2}}$  と  $R_{\text{winding2}}$  における電圧降下が無視できる。そのため、図 2.3 が示すように 2 次巻線で検出している電圧は鉄損に相当する等価抵抗  $R_{\text{Iron loss}}$  の電圧と見なすことができる。したがって、2 コイル法は 1 次巻線の電流と 2 次巻線の電圧より鉄損を直接測定することができる。

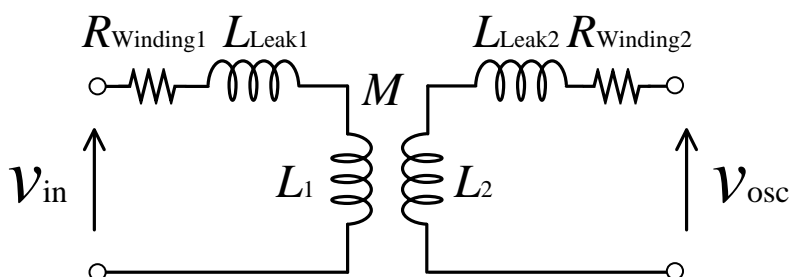


図 2.2 2 コイル法によるインダクタ等価回路

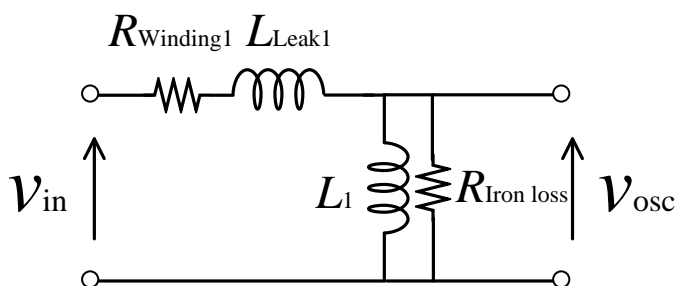


図 2.3 2 コイル法によるインダクタ等価回路(L 型)

---

なお、励磁周波数が MHz 級となる場合にはインダクタの巻線間に生じるキャパシタンス等の浮遊容量による影響を考慮する必要がある[91],[92]。

また、2 コイル法において電圧と電流を測定する際には電圧プローブや電流プローブ等の測定素子を介して測定器に取り込む。交流信号波形を実際の測定器で測定する場合、測定値の振幅誤差に加えて位相誤差が存在する。位相誤差は鉄損の測定に与える影響が大きく、鉄損の測定精度にかかわる重要事項であるので次節で簡潔に説明する。

## 2.2 2 コイル法における鉄損測定精度の向上法

2 コイル法における鉄損測定の精度とその精度を向上させる手法について述べる。インダクタの鉄損は図 2.4(a)のように交流の励磁電圧  $V$  と励磁電流  $I$ 、そして電圧と電流間の位相角  $\theta$  が与えられると(2.1)式で示される。

$$P = VI \cos \theta \quad (2.1)$$

交流信号波形を実際の測定器で測定する場合、図 2.4(b)のように、位相角  $\theta$  に位相誤差  $\Delta\varphi$  が生じる。このとき鉄損は(2.2)式のように表せる。

$$P = VI \cos(\theta + \Delta\varphi) \quad (2.2)$$

位相誤差  $\Delta\varphi$  が生じると電圧と電流波形から計算される電力計算に誤差を生じ、鉄損の測定精度が低下する。インダクタの鉄損の高精度測定を実現するには、測定された電圧と電流の検出信号間の位相誤差  $\Delta\varphi$  を正確に補正する必要がある[82],[86]。

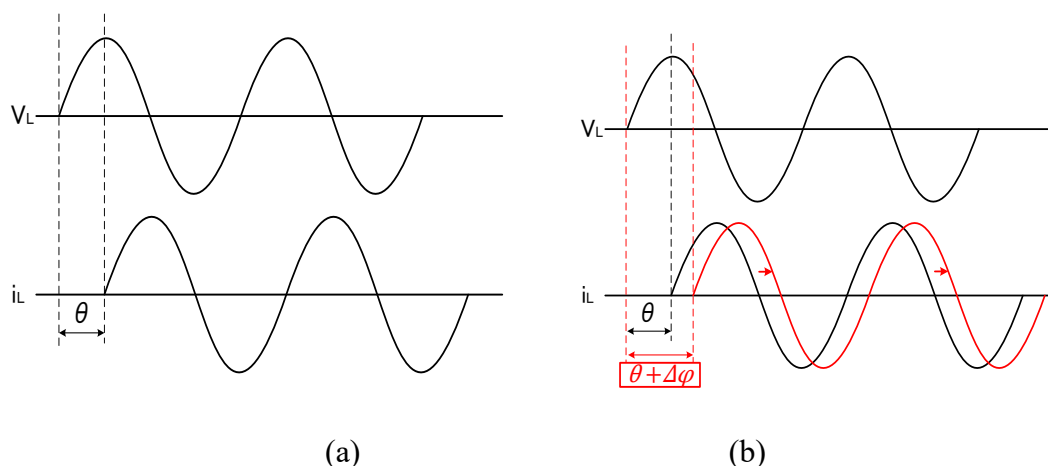


図 2.4 電圧と電流の信号間に生じる位相誤差

電圧と電流の位相誤差 $\Delta\phi$ による鉄損の測定誤差 $k$ は次のように表すことができる。

$$k = \frac{\cos(\theta + \Delta\phi) - \cos \theta}{\cos \theta} \times 100 [\%] \quad (2.3)$$

ただし、 $k$ は鉄損の測定誤差であり、 $\theta$ は 2 次巻線電圧と 1 次巻線の電流との間に生じている実際の位相角、 $\Delta\phi(f)$ は電圧センサおよび電流センサの信号間に生じる位相誤差である。

位相角 $\theta$ と位相誤差 $\Delta\phi$ に対する鉄損測定誤差 $k$ の関係を図 2.5 に示す。鉄損の相対誤差 $k$ は実際の位相角 $\theta$ が  $90^\circ$  に近づくにつれて急激に増加する。また、位相誤差 $\Delta\phi$ が大きくなるにつれて鉄損測定誤差 $k$ も大きくなる。例えば位相角が  $85^\circ$  である高純度鉄粉磁性体(SK-14M：東邦亜鉛)の場合、位相誤差が僅か  $0.3^\circ$  であっても損失測定誤差は 6%に達する。



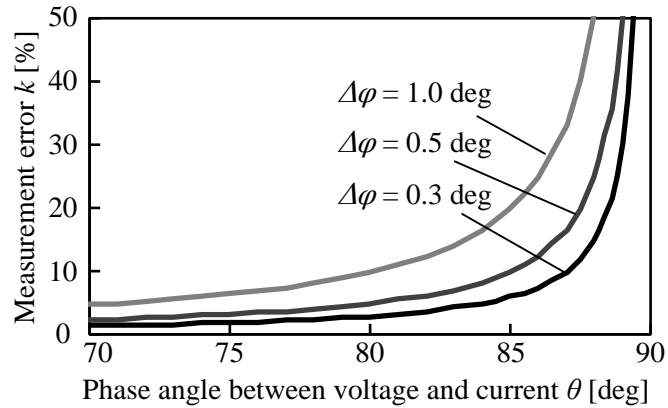


図 2.5 位相誤差と鉄損測定誤差

位相誤差 $\Delta\varphi$ が生じる主な原因は電流プローブである。降圧チョッパ回路動作の鉄損を測定するには、低周波成分または直流電流成分が含まれている電流波形を測定する必要がある。本論では DC 電流プローブ(TCP303:Tektronix)を使用している。DC 電流プローブに内蔵されている増幅器が周波数に対して非線形な位相特性を有している。

電圧プローブと電流プローブで測定された波形の位相誤差 $\Delta\varphi$ を測定するための回路を図 2.6 に示す。位相差測定システムは、BH アナライザ(SY8232:岩通計測)、無誘導シャント抵抗( $r$  と  $LR$ )、電流プローブ(TCP303: Tektronix)、および電圧プローブで構成される。なお、BH アナライザは正弦波信号発生器を搭載しており、最大 1MHz の周波数範囲で検出された電圧と電流の位相差 $\varphi(f)$ を測定する機能を有している。位相差 $\varphi(f)$ は(2.4)式が示すように計算される。

$$\varphi(f) = \cos^{-1} \left( \frac{2 \int_0^T v(t) i(t) dt}{V_P I_P} \right) \quad (2.4)$$

ただし、 $V_P$ は $v(t)$  のピーク値であり、 $I_P$  は  $i(t)$ のピーク値である。

インピーダンスアナライザで測定した無誘導シャント抵抗の位相角 $\varphi_L(f)$ 及び、無誘導シャント抵抗の位相角 $\varphi_L(f)$ を含んだ電流プローブと電圧プローブの間における位相差 $\varphi(f)$ を図 2.7 に示す。位相差の測定値 $\varphi(f)$ は電流プローブおよび電圧プローブの間に位相誤差がない場合には無誘導シャント抵抗の位相角

$\varphi_L(f)$ と同じ角度を持っていると考えられる。したがって、周波数に対する位相誤差 $\Delta\varphi(f)$ は(2.5)式で与えられる。

$$\Delta\varphi(f) = \varphi(f) - \varphi_L(f) \quad (2.5)$$

図 2.7 示す、位相誤差 $\Delta\varphi(f)$ は周波数に対して非線形な特性を有しており、最大位相誤差は周波数 300 kHz で約  $4^\circ$  である。電流と電圧の間のわずかな位相誤差が鉄損の大きな測定誤差につながる。従来、電圧と電流の位相補償には群遅延補償(Deskew 補償)が用いられてきたが、群遅延補償では位相誤差が周波数に対して線形である条件でしか補償できない。

電圧と電流における信号間の位相誤差 $\Delta\varphi(f)$ を補償するために、本論では周波数成分毎の位相誤差 $\Delta\varphi(f)$ を補正するパワースペクトル法を使用する。パワースペクトル法は電流をフーリエ級数で展開し、各周波数成分の位相誤差 $\Delta\varphi(f)$ を補正する手法である。

まず、図 2.7 に示した位相誤差 $\Delta\varphi(f)$ を(2.6)式に示すように 2 次関数でカーブフィッティングする。

$$\Delta\varphi(f) = C_2 f^2 + C_1 f + C_0 \quad (2.6)$$

ただし、周波数 $f$ は kHz オーダーとする。

図 2.7 に示した位相誤差 $\Delta\varphi(f)$ の値について(2.6)式でカーブフィッティングを行うと、(2.6)式の係数は $C_2 = -4.046 \times 10^{-13}$ 、 $C_1 = 3.547 \times 10^{-7}$ 、 $C_0 = -7.550 \times 10^{-3}$ となる。

位相誤差補償前の電流 $i(t)$ をフーリエ級数で展開すると(2.7)式で示される。

$$i(t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t) \quad (2.7)$$

ただし、 $a_n$ と $b_n$ はフーリエ級数である。

電流 $i(t)$ の位相誤差 $\Delta\varphi(f)$ は(2.7)式を用いて(2.8)が示すように補正する。

$$i^*(t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\omega t + \Delta\varphi(nf)) + b_n \sin(n\omega t + \Delta\varphi(nf)) \quad (2.8)$$

ここで、 $i^*(t)$ は位相誤差補償後の電流とする。

補正した位相差 $\varphi^*(f)$ と残留位相誤差 $\Delta\varphi^*(f)$ は(2.9)式で与えられる。

$$\varphi^*(f) = \cos^{-1} \left( \frac{2 \int_0^T v(t) i^*(t) dt}{V_P I_P} \right) \quad (2.9)$$

$$\Delta\varphi^*(f) = \varphi^*(f) - \varphi_L(f) \quad (2.10)$$

補正した位相差 $\varphi^*(f)$ と残留位相誤差 $\Delta\varphi^*(f)$ を図 2.8 に示す。残留位相誤差 $\Delta\varphi^*(f)$ は全周波数範囲にわたって $0.3^\circ$ 未満に低減されている。

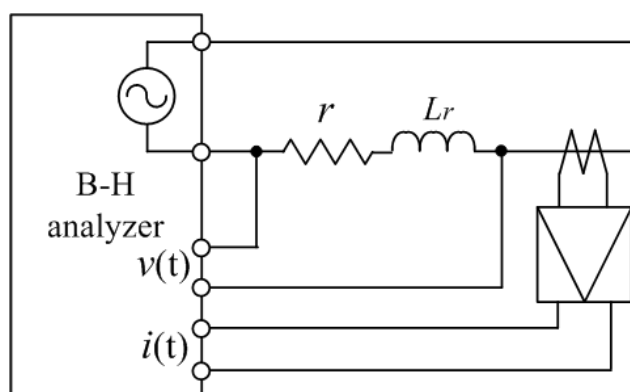


図 2.6 位相誤差の測定システム

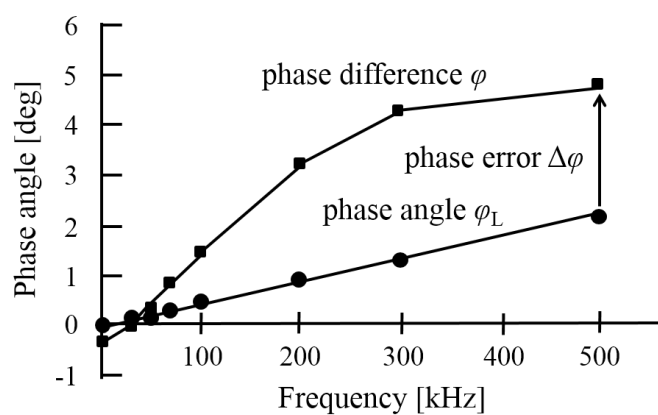


図 2.7 位相誤差の測定結果

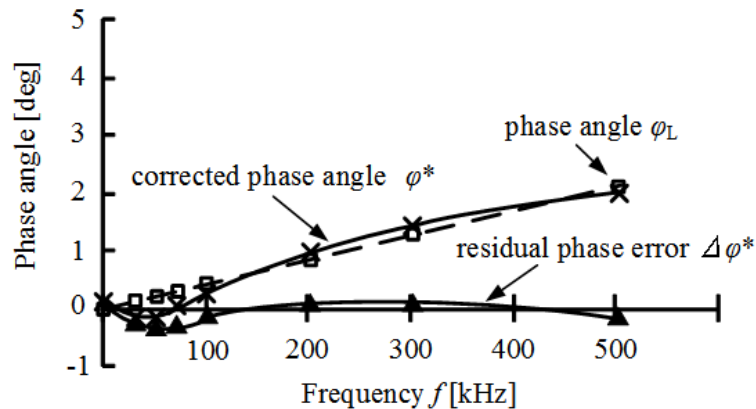


図 2.8 位相補正による位相差と残留位相誤差

## 2.3 PWM インバータ励磁下におけるフィルタインダクタの鉄損測定

2 コイル法を PWM インバータ励磁下におけるフィルタインダクタの鉄損測定システムに適用し、フィルタインダクタの出力電流の低周波成分に起因する鉄損と高周波成分のスイッチングリップルに起因する鉄損の測定システムについて述べる。

### 2.3.1 パワーメータを用いたインダクタの鉄損測定

2 コイル法とパワーメータを利用した PWM インバータ用フィルタインダクタの鉄損測定システムの例を図 2.9 に示す。インダクタの励磁電流は 1 次巻線より検出し、励磁電圧は 2 次巻線より検出する。検出した電圧・電流はパワーメータに取り込まれ、電圧と電流の積よりインダクタ損失は測定される。

PWM インバータにおけるフィルタインダクタの励磁には出力電流の基本波にあたる低周波励磁成分と半導体デバイスのスイッチング動作に起因する電流リップルの高周波励磁成分の二種類の励磁成分が含まれている。2 コイル法を利用したパワーメータを用いる鉄損の測定では図 2.10(a)が示すように全励磁成分に

よる鉄損を測定するため、低周波励磁成分と高周波成分に起因する鉄損の定量的評価ができない問題がある。

そこで、フーリエ級数展開を利用した数値解析によって図 2.10(b)が示すように出力電流の低周波成分に起因する鉄損(以下、低周波鉄損)と高周波成分であるスイッチングリップに起因する鉄損(以下、高周波鉄損)について分離して測定し、さらに図 2.10(c)が示すように高周波鉄損を半導体デバイスの 1 スwitchング毎の期間で区切ることによって 1 オープンループ毎の鉄損(以下、瞬時鉄損)と低周波成分の磁化の結果として発生した 1 スwitchング期間中に蓄積される低周波成分の磁気エネルギーを測定する Iron loss analyzer (ILA)を開発する。

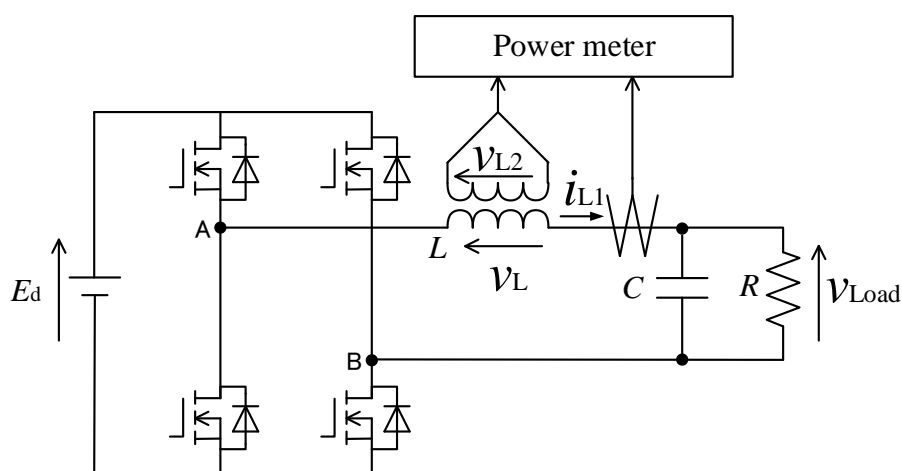
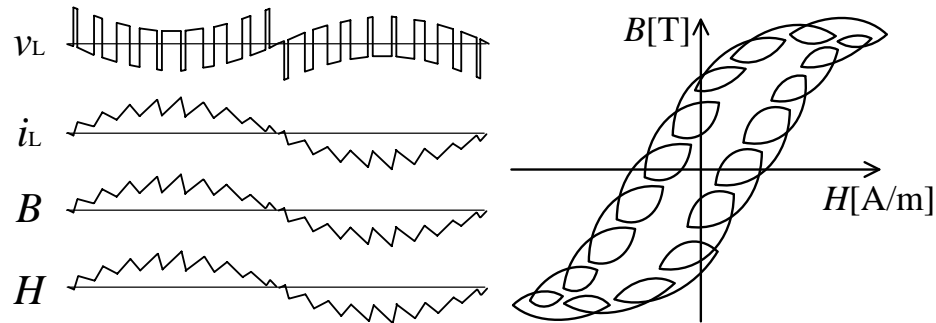
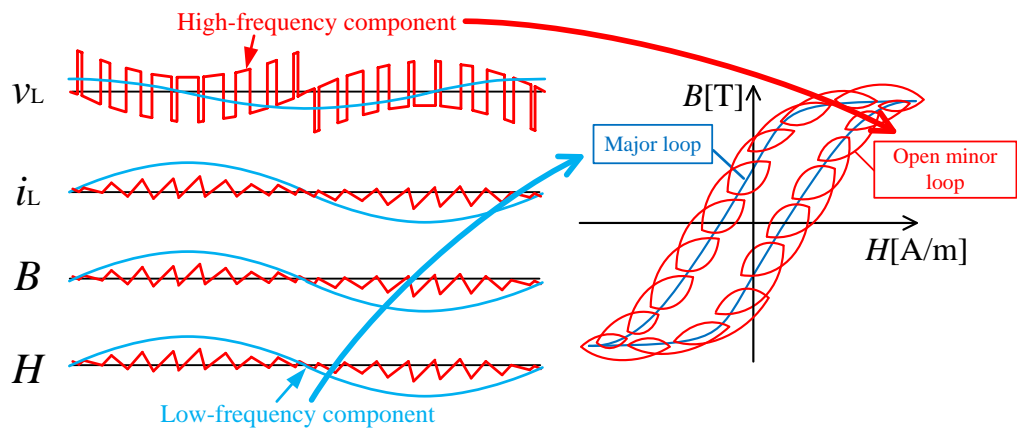


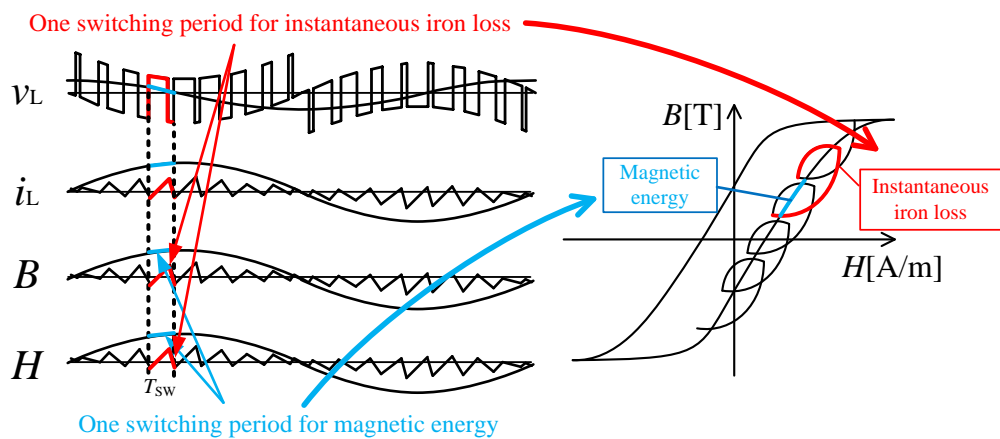
図 2.9 2 コイル法を利用した  
PWM インバータ用フィルタインダクタの鉄損測定システム



(a) パワーメータによる鉄損の測定範囲



(b) 低周波成分および高周波成分による鉄損



(c) 1 スイッチング期間中における

高周波成分の瞬時鉄損と低周波成分の磁気エネルギー

図 2.10 パワーメータと ILA における鉄損測定可能領域の違い

## 2.3.2 Iron loss analyzer を用いたインダクタの各種鉄損測定

単相 PWM インバータ励磁下におけるフィルタインダクタの低周波鉄損，高周波鉄損，瞬時鉄損の測定を行う ILA のシステム構成を図 2.11 に示す。ILA はパワーメータの場合と同様に 2 コイル法を使用している。ILA は電圧プローブ，電流プローブ，高速サンプリングデジタルレコーダを用いている。2 次巻線の電圧検出には電圧プローブ，1 次巻線の電流検出には電流プローブを用いている。また，低周波鉄損，高周波鉄損，瞬時鉄損は高速サンプリングデジタルレコーダに記録したインダクタの電流と電圧を用いてフーリエ級数展開を利用した数値解析によって分離して測定を行う。なお，記録されるインダクタの励磁波形は PWM ジェネレータから出力されるインバータのゲート信号と同期して測定する。

次に，インダクタの励磁波形を低周波成分と高周波成分に分離することにより，出力電流の低周波成分に起因する低周波鉄損と高周波成分であるスイッチングリプルに起因する高周波鉄損に分離して測定を行う方法について述べる。

位相補正後のインダクタの 1 次電流  $i_L^*(t)$  はフーリエ級数展開によって分離を行う。低周波成分  $i_{L(LF)}^*(t)$  と高周波成分  $i_{L(HF)}^*(t)$  は次のように定義する。

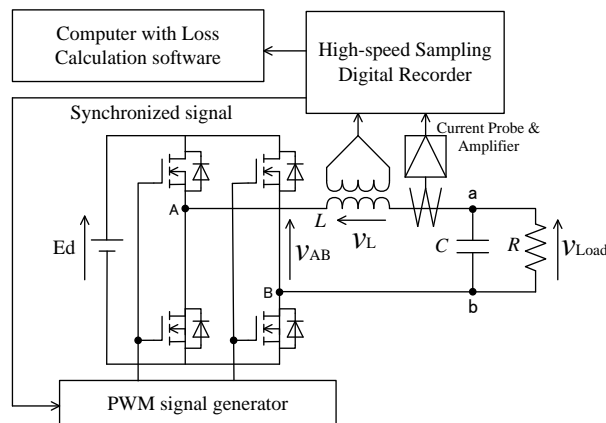


図 2.11 ILA のシステム構成

$$i_L^*(t) = i_{L(LF)}^*(t) + i_{L(HF)}^*(t) \quad (2.11)$$

$$i_{L(LF)}^*(t) = \sum_{n=1}^k \{a_n \cos(n\omega t + \Delta\varphi(nf)) + b_n \sin(n\omega t + \Delta\varphi(nf))\} \quad (2.12)$$

$$i_{L(HF)}^*(t) = \sum_{n=k}^{\infty} \{a_n \cos(n\omega t + \Delta\varphi(nf)) + b_n \sin(n\omega t + \Delta\varphi(nf))\} \quad (2.13)$$

ここで、 $k$ は低周波と高周波成分の境界であり、本論では $k=3-5$ の範囲で選択している。励磁波形に低次高調波成分が含まれている場合には、 $k$ の値は低次高調波成分と高次高周波成分に分離されるように選択する。

同様に 2 次巻線電圧 $v_{L2}(t)$ も(2.14)式が示すように低周波成分 $v_{L2(LF)}(t)$ と高周波成分 $v_{L2(HF)}(t)$ に分離される。

$$v_{L2}(t) = v_{L2(LF)}(t) + v_{L2(HF)}(t) \quad (2.14)$$

一般的に電圧と電流の両方の低周波成分に小さな歪みを含む正弦波形を有している。瞬間的な鉄損を計算するためには、PWM インバータのスイッチング周期を定義する必要がある。ILA では図 2.12 に示すように、インダクタ電流波形 $i_L^*(t)$ と低周波成分波形 $i_{L(LF)}^*(t)$ の交点を検出し、最小点 $t_n$ と $t_{n+1}$ スイッチング周期として定義する。

スイッチング周期を定めたならば、PWM インバータの  $n$  番目のスイッチング期間の瞬時鉄損 $Q_{HF(n)}$ は(2.15)式を用いて計算できる。

$$\begin{aligned} Q_{HF(n)} &= \frac{N_1/N_2}{S_e l_e} \int_{t(n)}^{t(n+1)} i_{L(HF)}^*(t) v_{L2(HF)}(t) dt \\ &= \int_{t(n)}^{t(n+1)} H(t) \frac{d}{dt} B(t) dt \end{aligned} \quad (2.15)$$

$$H(t) = \frac{N_1}{l_e} i_{L(HF)}^*(t) , \quad (2.16)$$

$$B(t) = \frac{1}{N_2 S_e} \int_{t(n)}^{t(n+1)} v_{L2(HF)}(t) dt \quad (2.17)$$

ただし、 $N_1$ と $N_2$ はそれぞれ、インダクタの 1 次および 2 次巻線のターン数である。 $S_e$ はインダクタの断面積であり、 $l_e$ はインダクタの実効磁路長である。



瞬時鉄損 $Q_{HF(n)}$ はインダクタ電流の高周波成分のスイッチングリップルに起因する。低周波成分のインダクタ電流 $i_{L(LF)}^*(t)$ とインダクタ電圧 $v_{L2(LF)}(t)$ を(2.15)から(2.17)で示した高周波成分のインダクタ電流 $i_{L(HF)}^*(t)$ とインダクタ電圧 $v_{L2(HF)}(t)$ の代わりに用いれば低周波成分に起因する磁気エネルギー $Q_{LF(n)}$ を得ることができる。なお、 $Q_{HF(n)}$ と $Q_{LF(n)}$ の単位は[J/m<sup>3</sup>]である[12]。

図 2.12 に示した ILA で検出する 1 スwitchング期間において ILA で検出される高周波成分の瞬時鉄損 $Q_{HF(n)}$ と低周波成分の磁気エネルギー $Q_{LF(n)}$ について説明を行う。図 2.13(a)に図 2.12 の点 a から点 d に対応する BH 平面上のオープンマイナーループを示す。鉄損が発生しない理想的なインダクタを考える場合、高周波成分のスイッチングリップルによって引き起こされる BH カーブの点 a から点 d までの移動は破線になると考えられる。ここで、インダクタの鉄損が生じると磁性体の磁化遅れにより BH カーブが膨らんだ軌跡になる。したがって、図 2.13(b)に示すように BH カーブ点 a から点 d までの破線から膨らんだ部分の面積が高周波成分の瞬時鉄損 $Q_{HF(n)}$ に対応し、破線の内側が低周波成分の磁気エネルギー $Q_{LF(n)}$ に対応する。なお、高周波成分の瞬時鉄損 $Q_{HF(n)}$ は 1 スwitchング期間中に BH 平面上でオープンマイナーループを描くので損失の値は常に正である。一方、低周波成分の磁気エネルギー $Q_{LF(n)}$ については瞬時鉄損 $Q_{HF(n)}$ と同様に時間的に変化するが、ILA で検出する 1 スwitchング期間は低周波成分(50Hz または 60Hz)の期間よりも短い時間であるため、図 2.14 に示すように磁気エネルギーが磁性体に蓄積されている期間と磁気エネルギーが磁性体から放出している期間を別々に検出している。したがって低周波成分に起因する磁気エネルギー $Q_{LF(n)}$ は正と負の値の両方をとる。

低周波出力電流の一周期における低周波鉄損 $P_{LF}$ 、高周波鉄損 $P_{HF}$ は、磁気エネルギー $Q_{LF(n)}$ および瞬間鉄損 $Q_{HF(n)}$ の合計値を低周波出力電流の一周期 $T_{LF}$ で平均化することで、(2.18)式および(2.19)式が示すように計算できる。

$$P_{HF} = \frac{S_e l_e}{T_{LF}} \sum_{n=1}^n Q_{HF(n)} \quad (2.18)$$

$$P_{LF} = \frac{S_e l_e}{T_{LF}} \sum_{n=1}^n Q_{LF(n)} \quad (2.19)$$

ただし、 $T_{LF}$ は PWM インバータの低周波出力電流の周期、 $P_{HF}$ 及び $P_{LF}$ の単位は[W]である。

ILA を用いて測定した単相 PWM インバータ励磁下のフィルタインダクタの磁気エネルギー $Q_{LF(n)}$ と瞬間鉄損 $Q_{HF(n)}$ の値を図 2.15 に示す。なお，単相 PWM インバータ回路の回路定数，フィルタインダクタ仕様は表 2.1 および表 2.2 の値である。瞬間鉄損 $Q_{HF(n)}$ の値は常に正であり，上記で示した瞬間鉄損の発生現象論と一致した測定値となっている。磁気エネルギー $Q_{LF(n)}$ の値についても[0–5ms]，[10–15ms]付近の区間においては正となり，[5–10ms]，[15–20ms]付近の区間においては負となり，上記で示した磁気エネルギーの蓄積区間と放出区間の現象論と一致した測定値となっている。

高周波鉄損 $P_{HF}$ ，低周波の鉄損 $P_{LF}$ ，及びそれらの和である鉄損 $P_{ILA\ ALL} = P_{HF} + P_{LF}$ の測定値を表 2.3 に示す。結果より，PWM インバータ励磁下のフィルタインダクタの鉄損は高周波鉄損の値が支配的であることがわかる。また，ILA システムは電圧波形の制御を導入していない(即ち，オープンループ制御)ため，例えば図 2.15 の[0–10ms]及び[10ms–20ms]における磁束密度波形をみると対称な形状にはならない。その結果，50Hz の半周期における蓄積時と放出時の磁気エネルギー $Q_{LF}$ の値を比べると同じ値にはならない。

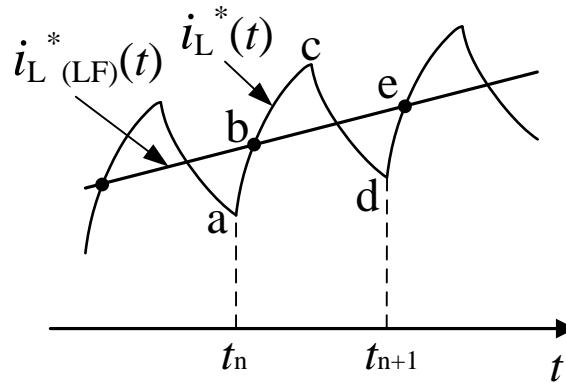
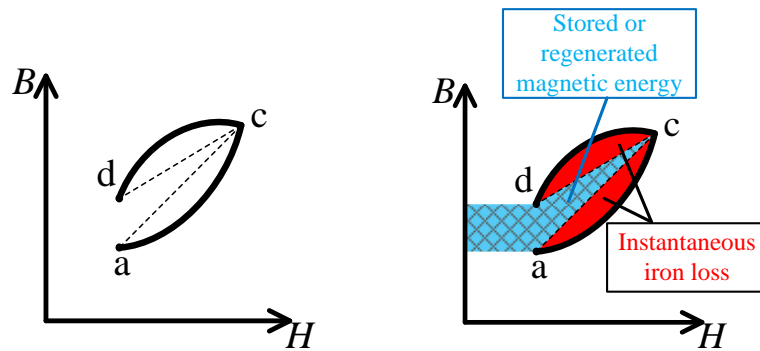
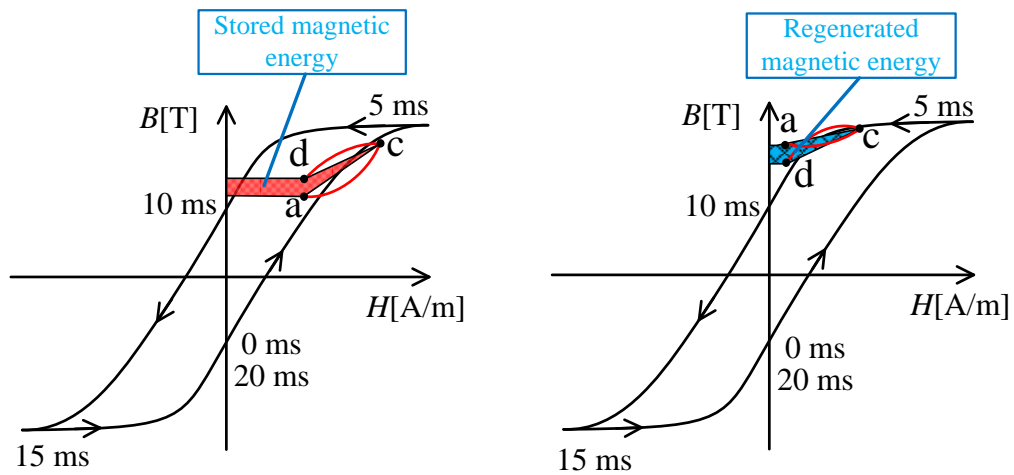


図 2.12 ILA で検出する 1 スイッチング期間



(a) オープンマイナーループの軌跡 (b) オープンマイナーループの損失  
図 2.13 1 スwitchング期間における瞬時鉄損と磁気エネルギー



(a) 磁気エネルギーの蓄積期間 (b) 磁気エネルギーの放出期間  
図 2.14 オープンマイナーループの発生位置と磁気エネルギーの関係

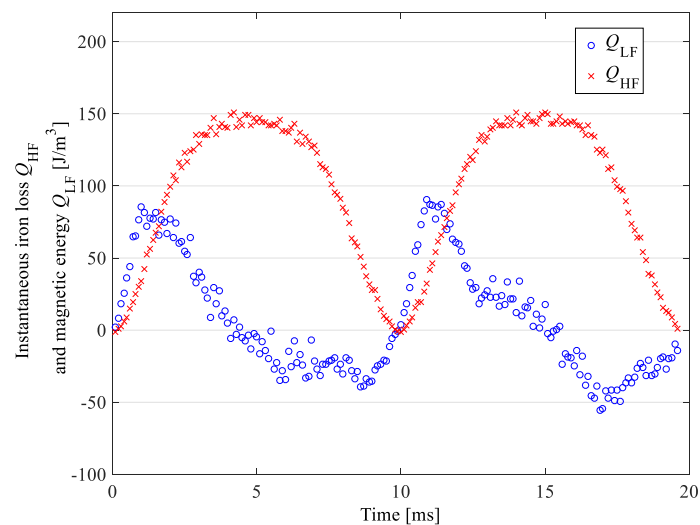


図 2.15 ILA による瞬時鉄損と磁気エネルギーの測定例

表 2.1 単相 PWM インバータの回路定数

Design parameters	Value
Input voltage: $E_d$	100 V
Output filter inductance: $L$	1 mH
Output filter capacitance: $C$	5 $\mu$ F
Output frequency: $f_o$	50 Hz
Switching frequency: $f_{sw}$	10 kHz

表 2.2 インダクタの仕様

Design parameters	Value
Core type	SK-14M (Toho Zinc)
Core material	Iron powder
Core shape	Toroidal
Effective magnetic pass length: $l_e$	63.3 mm
Effective cross sectional area: $S_e$	71.1 mm <sup>2</sup>
Volume: $V_e$	4500 mm <sup>3</sup>
Primary windings turn: $N_1$	100 turn
Secondary windings turn: $N_2$	35 turn
Inductance: $L$	1.0 mH

表 2.3 各種鉄損の測定結果

High-frequency iron loss [W]	Low-frequency iron loss [W]	Overall iron loss [W]
4.20	0.33	4.53

## 2.4 ILA の鉄損測定精度の検証

ILA で測定したフィルタインダクタの高周波鉄損と低周波鉄損の値それぞれについて測定精度の妥当を検証したいが、市販のパワーメータのような測定器では高周波鉄損と低周波鉄損を分離して測定することができないため、フィルタインダクタに発生する全体の鉄損値で測定精度を検証する。

ILA のフィルタインダクタ鉄損の測定精度検証には高精度パワーメータ (PPA5530 : Newtons 4th) を用いて、ILA が測定した鉄損  $P_{\text{ILA ALL}}$  とパワーメータで測定した鉄損  $P_{\text{Power}}$  を比較することによって行う。

パワーメータと ILA による鉄損の測定値について簡単に説明する。既に図 2.10(a) で示している低周波出力電流の一周期間のインダクタ励磁電圧と電流波形の場合、パワーメータは定常状態の低周波出力電流一周期間中の平均電力損失を測定している。したがって、パワーメータの鉄損測定は(2.20)式で表される。

$$P_{\text{Power}} = \frac{N_1/N_2}{T_{\text{LF}}} \int_0^{T_{\text{LF}}} i_{\text{L}}^*(t) v_{\text{L2}}(t) dt \quad (2.20)$$

一方、ILA は図 2.10(b), (c) が示したように、低周波鉄損と高周波鉄損だけではなく、PWM インバータの  $n$  番目のスイッチング周期に発生した磁気エネルギーと瞬時鉄損も測定することができる。磁気エネルギーと瞬時鉄損の合計値は(2.21)式で表され、低周波出力電流の 1 サイクル中における全鉄損の値は(2.22)式で表される。

$$\begin{aligned} Q_{\text{ILA}(n)} &= Q_{\text{HF}(n)} + Q_{\text{LF}(n)} \\ &= \frac{N_1/N_2}{S_e l_e} \int_{t(n)}^{t(n+1)} i_{\text{L}(\text{HF})}^*(t) v_{\text{L2}(\text{HF})}(t) \\ &\quad + i_{\text{L}(\text{LF})}^*(t) v_{\text{L2}(\text{LF})}(t) dt \end{aligned} \quad (2.21)$$

$$P_{\text{ILA ALL}} = P_{\text{HF}} + P_{\text{LF}} = \frac{S_e l_e}{T_{\text{LF}}} \sum_{n=1}^n Q_{\text{ILA}(n)} \quad (2.22)$$

なお、ILA とパワーメータにおける鉄損の測定値の偏差  $\sigma$  は(2.23)式で示される。

$$\sigma = \left| \frac{P_{\text{ILA ALL}} - P_{\text{Power}}}{P_{\text{ILA ALL}}} \right| \times 100 \quad (2.23)$$

ILA およびパワーメータを用いた鉄損の測定結果を図 2.16 に示す。両機器の鉄損測定値はよく一致し、最大偏差  $\sigma$  はわずか 2.6% であった。全体の鉄損が高精度に測定できている事に加えて、前節の低周波鉄損と高周波鉄損の分離測定では現象論通りの測定が行えていたことから ILA による低周波鉄損と高周波鉄損の分離測定は妥当であると考ええる。

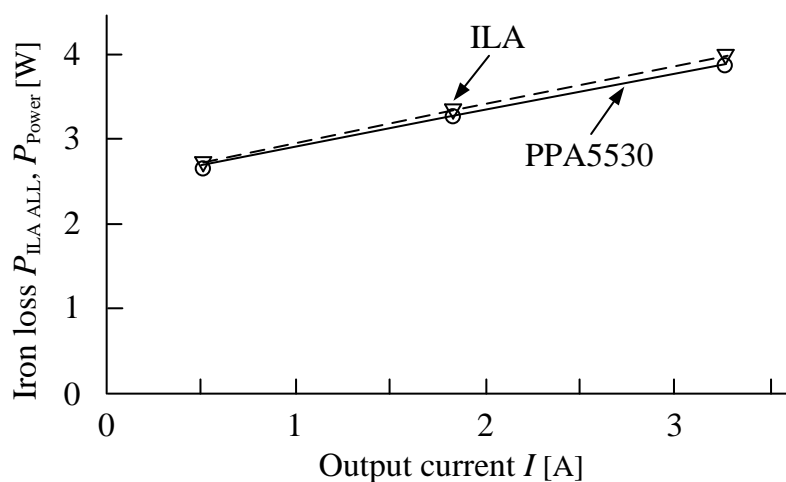


図 2.16 ILA とパワーメータにおける鉄損の測定値比較

---

## 2.5 まとめ

本章では、はじめに、代表的なインダクタに発生する鉄損の測定方法であるカロリメータ法や2コイル法について述べ、2コイル法による鉄損測定の精度低下要因となる電流と電圧の測定信号間における位相誤差を補正する方法について述べた。次に2コイル法とパワーメータを用いたPWMインバータで使用されるフィルタインダクタの鉄損測定について言及し、パワーメータでは定常状態における励磁電流と励磁電圧の平均値から鉄損を測定することから、PWMインバータ励磁のような出力電流の低周波成分に起因する低周波鉄損や高周波成分のスイッチングリップルに起因する高周波鉄損などを個別に測定評価したい場合には適さない事を示した。そこで、PWMインバータ励磁下におけるフィルタインダクタの出力電流の低周波成分に起因する低周波鉄損、スイッチングリップルに起因する高周波鉄損、およびスイッチング周期毎の磁気エネルギーと瞬時鉄損のそれぞれを高精度に測定するILAについて開発を行い、各種鉄損の測定手法について述べた。さらに、開発した測定器で測定した鉄損値と市販の高精度パワーメータで測定した鉄損値と比較し、開発した測定器による鉄損測定精度の妥当性を検証した。

## 第3章 PWM インバータ励磁下のフィルタインダクタ鉄損の計算方法

PWM インバータに使用されるフィルタインダクタの鉄損計算手法について論じる。従来の鉄損表記式であるスタインメッツ方程式および拡張スタインメッツ方程式(iGSE)の特長と適用範囲について考察を行い、これらの手法では磁界バイアス印加時の鉄損特性を考慮していないことから PWM インバータに使用されるフィルタインダクタの瞬時鉄損と高周波鉄損の計算に対応できないことを指摘する。そこで、磁界バイアス印加時の鉄損計算に対応できるロスマップ法と、Piecewise linear method の原理を併用した PWM インバータ励磁下のフィルタインダクタの鉄損計算手法(拡張ロスマップ法)について論じる。さらに、ロスマップ法を参考に Kolar らが提案した i<sup>2</sup>GSE 手法とロスマップ法[52]との比較を行い、ロスマップ法が PWM インバータ励磁下のフィルタインダクタの瞬時鉄損と高周波鉄損の計算に有利であることを示す。

### 3.1 スタインメッツの方程式

鉄損計算で最も有名な方程式は Steinmetz によって提案されたスタインメッツの方程式であり、正弦波励磁時の鉄損を表記するモデルとして利用されている[93]。

$$P = kf^{\alpha}\hat{B}^{\beta} \quad (3.1)$$

ただし、 $P$ は単位体積当たりの鉄損、 $B$ は磁束密度、 $f$ は励磁周波数である。 $\alpha$ 、 $\beta$ 、 $k$ についてはスタインメッツの係数である。

磁性体材料の製造業者はデータシートとして周波数 $f$ 、磁束密度 $B$ 、温度係数を含んだ体積あたりの鉄損データを提供している。スタインメッツ係数 $\alpha$ 、 $\beta$ 、 $k$ はこの鉄損データからカーブフィッティングにより抽出する。場合によってはスタインメッツ係数がデータシートに記載されている場合もある。



なお、スタインメッツの方程式で鉄損が高精度に計算できる電力変換器の磁気部品は正弦波励磁される変圧器、単相 PWM インバータや三相 PWM インバータに使用するフィルタインダクタの出力電流の低周波成分に起因する低周波鉄損に限られる。スタインメッツの方程式は以下の理由より、PWM インバータを含む多くの電力変換器に使用するインダクタの鉄損計算では誤差が生じる。

- 1) 正弦波励磁時の鉄損値を表記しているが、矩形波励磁時の鉄損を考慮していない。
- 2) 磁界バイアスの影響を考慮していないので、BH カーブが原点以外を中心とした時に描かれる鉄損の計算誤差が無視できない。

## 3.2 拡張スタインメッツ方程式

拡張スタインメッツ方程式(iGSE: improved steinmetz equation)は Sullivan らによって提唱された矩形波電圧励磁に対応する鉄損計算式である[70]。iGSE を(3.2)式に示す。iGSE は矩形波電圧励磁の鉄損計算に対応するため、鉄損は磁束密度波形の  $dB/dt$  が変化するセグメント毎に計算される。また、iGSE は正弦波励磁時の鉄損データしかない場合にも疑似的に正弦波励磁の鉄損値を(3.1)式のスタインメッツ係数  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $k$  と(3.3)式のスタインメッツ係数の換算式を用いて矩形波励磁の鉄損値に変換することができる。

$$P = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} k_i \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha \Delta B^{\beta-\alpha} dt \quad (3.2)$$

$$k_i = \frac{k}{(2\pi)^{\alpha-1} \int_0^{2\pi} |\cos \theta|^\alpha 2^{\beta-\alpha} d\theta} \quad (3.3)$$

ただし、 $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $k$  はスタインメッツの係数である。

次に、iGSE を用いた矩形波電圧励磁における鉄損の導出について説明する。矩形波電圧励磁波形と磁束密度波形の関係を図 3.1 に示す。iGSE による鉄損の計算は磁束密度波形の  $dB/dt$  が変化するセグメント毎に行う。図 3.1 に示す区間 a-c の鉄損  $P_{(abc)}$  を計算する場合は(3.2)式に示す iGSE 方程式の積分を解くことにより、鉄損は(3.4)式が示すように各  $dB/dt$  のセグメントごとに分割することがで

きる。この手法を線形区分法(Piecewise linear method)という。

$$\begin{aligned}
 P_{(abc)} &= k_i \{ d_{ab} (2f_{ab})^\alpha (\Delta B_{ab})^\beta + d_{bc} (2f_{bc})^\alpha (\Delta B_{bc})^\beta \} \\
 &= P_{(ab)} + P_{(bc)}
 \end{aligned} \tag{3.4}$$

ここで、 $d_{ab} = t_{ab}/T_{sw}$  および  $d_{bc} = t_{bc}/T_{sw}$  は各  $dB/dt$  セグメントのデューティ比であり、 $P_{(ab)} = k_i d_{ab} (2f_{ab})^\alpha (\Delta B_{ab})^\beta$  および  $P_{(bc)} = k_i d_{bc} (2f_{bc})^\alpha (\Delta B_{bc})^\beta$  は、線形区分法に基づく各  $dB/dt$  セグメントに対応する鉄損である。

矩形波電圧波形は矩形波電圧の、振幅、周期、およびデューティ比を変える事によって様々な波形パターンが生成できる。これまで、矩形波電圧に起因する鉄損を予測するためには、無数の鉄損測定データを取得する必要があった。iGSE 方程式の線形区分法を用いることにより、対称矩形波電圧で励磁された鉄損の特性を示した損失データがあれば、デューティ比が変化した矩形波電圧の鉄損もデューティ比 0.5 の対称矩形波電圧で励磁された鉄損の値を基に高精度で予

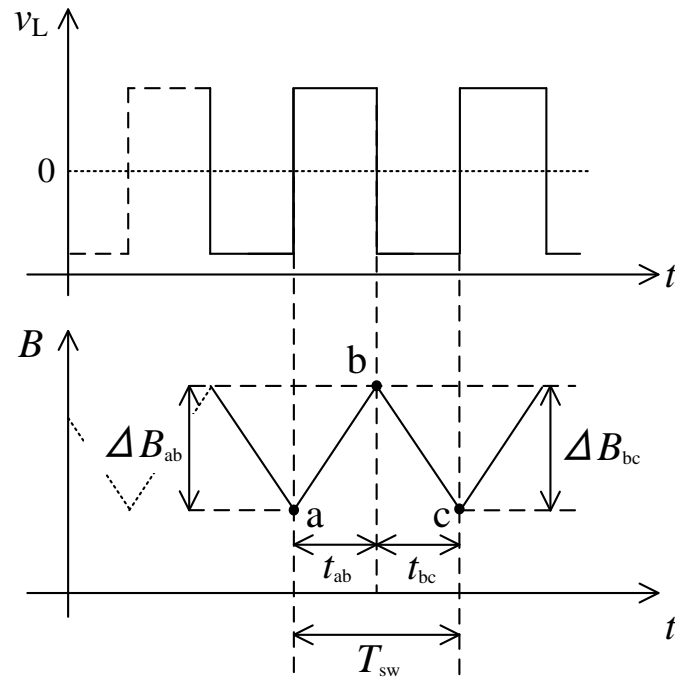


図 3.1 降圧チョップパ励磁下の励磁電圧と磁束密度波形の関係

測可能になった。具体的なアプリケーションとしては、これまでスタインメッツの方程式で鉄損を計算すると計算誤差が見られた Dual Active Bridge (DAB)コンバータ励磁のような、磁界バイアスの励磁が無い条件での矩形波電圧励磁下における高周波変圧器や補助インダクタの鉄損計算である。

ただし、PWM インバータ励磁下のフィルタインダクタ鉄損計算では以下の要因によって誤差が生じる。

- 1) iGSE は正弦波励磁時の鉄損を疑似的に矩形波励磁時の鉄損へ変換できるが、鉄損の変換精度が低い。
- 2) 磁界バイアスの影響を考慮していないので、BH カーブが原点以外を中心とした時に描かれる鉄損の計算誤差が無視できない。

### 3.3 ロスマップ法

ロスマップ法は居安、清水らによって提案された、インダクタの鉄損特性図「ロスマップ」を用いて、降圧チョップ励磁下やPWM インバータ励磁下のフィルタインダクタのような励磁条件に磁界バイアスが含まれる鉄損を計算する手法である[52]。ロスマップ法で用いる「ロスマップ」は磁界バイアス $H_0$ 特性、磁束密度リプル $\Delta B$ 特性を記載しており、この鉄損データは図 1.7 で示した降圧チョップ回路と BH アナライザを併用して測定した値である。高純度鉄粉磁性体(SK-14M：東邦亜鉛)では図 3.2 に示すロスマップとなる。

ロスマップは降圧チョップ励磁下におけるインダクタの鉄損特性を記載しているため、降圧チョップ励磁下におけるインダクタに発生する鉄損を正確に推定することが可能である。さらに、ロスマップを応用することで、PWM インバータ励磁下におけるフィルタインダクタの瞬時鉄損 $Q_{HF}$ と高周波鉄損 $P_{HF}$ も計算できる。ロスマップを利用した PWM インバータ励磁下におけるフィルタインダクタの瞬時鉄損 $Q_{HF}$ の計算手順を図 3.3 に示す。

瞬時鉄損の計算は大きく分類して以下の 4 つの過程で行われる。第 1 過程では、回路シミュレータから PWM インバータ動作時のインダクタの電流・電圧を導

出し磁束密度波形と磁界強度波形に変換する。第 2 過程では、スイッチング周期の $\Delta B, H_0$ を算出する。第 3 過程では、第 2 過程で求めた $\Delta B, H_0$ に対応した鉄損をロスマップと照らし合わせることで推定する。第 4 過程では、求めた鉄損を時間軸にプロットする。

瞬時鉄損 $Q_{HF}$ が計算されると高周波鉄損 $P_{HF}$ は(2.18)式を用いて計算できる。

ロスマップ法の第 3 過程である、単相および三相 PWM インバータ励磁下における瞬時鉄損の具体的な導出過程を説明する。

1 スwitchング期間における磁束密度波形この時に BH 平面上に描かれるオープンマイナーループの形状を図 3.4(a)に示す。1 スwitchング期間における点 a から点 c の実際の励磁波形は $\Delta B_1 \neq \Delta B_2$ ,  $T_1 \neq T_2$ ,  $H_{01} \neq H_{02}$ となる条件であるが、ロスマップ法ではオープンマイナーループの開始と終了の点(a 点と c 点)が極めて近いと仮定して、オープンマイナーループを図 3.4(b)が示すように $\Delta B_1 = \Delta B_2$ ,  $T_1 = T_2$ ,  $H_{01} = H_{02}$ としてクローズドマイナーループになるように近似している。点 a から点 c までのオープンマイナーループに起因する鉄損はロスマップに記載している鉄損データ $Q_{HF}(\Delta B_1, H_0)$ より計算される。ただし、a 点と c 点が大きく離れている場合にはロスマップ法でフィルタインダクタの鉄損を計算すると誤差が生じる。

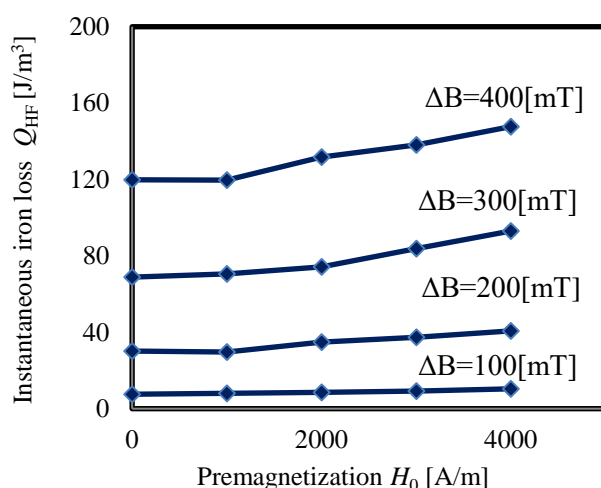


図 3.2 高純度鉄粉磁性体のロスマップ(励磁周波数 $f=10\text{kHz}$ )

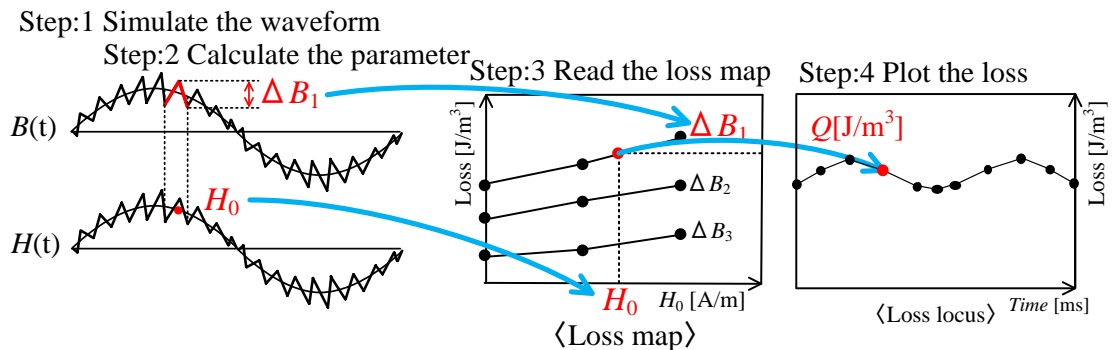
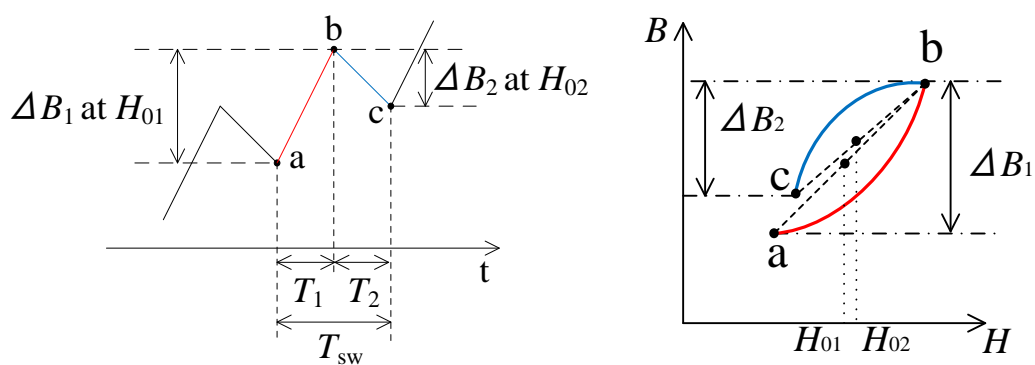
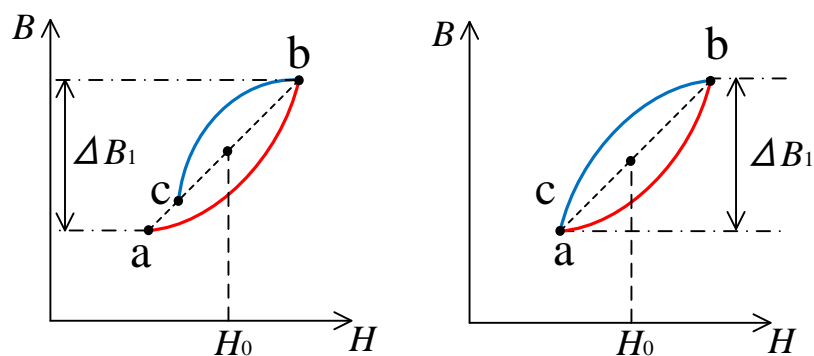


図 3.3 ロスマップ法による鉄損計算の流れ



(a) 1 スイッチング期間の励磁波形とオープンマイナーループ



(b) 閉ループ近似と対応するロスマップの鉄損

図 3.4 ロスマップ法による 1 スイッチング期間の鉄損計算

### 3.4 拡張ロスマップ法

ロスマップ法ではオープンマイナーループを疑似的にクローズドマイナーループに近似してフィルタインダクタの瞬時鉄損を計算していたことから、瞬時鉄損とその総和である高周波鉄損の計算に誤差が生じていた。そこで、新たなフィルタインダクタの鉄損計算手法として、拡張スタインメッツ方程式の線形区分法(Piecewise linear method)とロスマップ法を併用した拡張ロスマップ法を提案する。拡張ロスマップ法で用いる「ロスマップ」は Piecewise linear method を用いるために初期の「ロスマップ」で記述していた磁界バイアス $H_0$ 特性、磁束密度リプル $\Delta B$ 特性に加えて、スイッチング周波数 $f$ の鉄損特性の記述を加えた「拡張ロスマップ」を用いる。高純度鉄粉磁性体(SK-14M：東邦亜鉛)では図 3.5 に示す拡張ロスマップとなる。

拡張ロスマップ法における拡張ロスマップを利用した PWM インバータ励磁下におけるフィルタインダクタの瞬時鉄損 $Q_{HF}$ と高周波鉄損 $P_{HF}$ の計算手順を図 3.6 に示す。

拡張ロスマップ法もロスマップ法とほぼ同様に瞬時鉄損 $Q_{HF}$ の計算は大きく分類して以下の 4 つの過程で行われる。第 1 過程では、回路シミュレータから PWM インバータ動作時のインダクタの電流・電圧を導出し磁束密度波形と磁界強度波形に変換する。第 2 過程では、それぞれのスイッチング周期における  $dB/dt$  セグメントの  $\Delta B$ ,  $f$ ,  $H_0$ を算出する。第 3 過程では、第 2 過程で求めた $\Delta B$ ,  $f$ ,  $H_0$ に対応した鉄損を拡張ロスマップと照らし合わせることで推定する。第 4 過程では、求めた鉄損を時間軸にプロットする。

瞬時鉄損 $Q_{HF}$ が計算されると高周波鉄損 $P_{HF}$ は(2.18)式を用いて計算できる。

ロスマップ法と拡張ロスマップ法における鉄損計算手順が異なる箇所は第 2 過程と第 3 過程である。次に下記に記載する 3.4.1, 3.4.2 節において、拡張ロスマップ法の第 3 過程である、単相および三相 PWM インバータ励磁下における瞬時鉄損の具体的な導出過程を説明する。

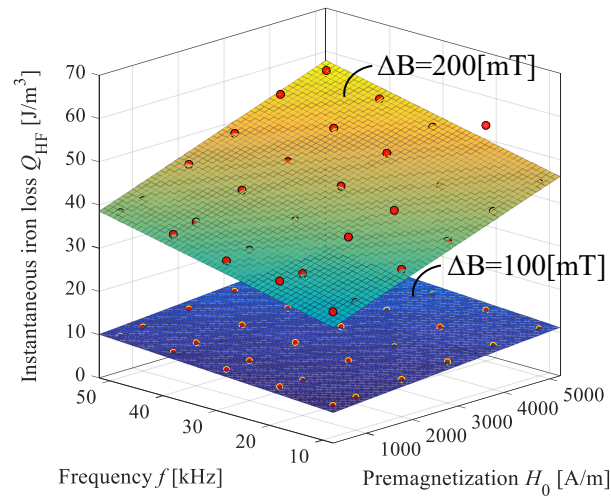


図 3.5 高純度鉄粉磁性体の拡張ロスマップ

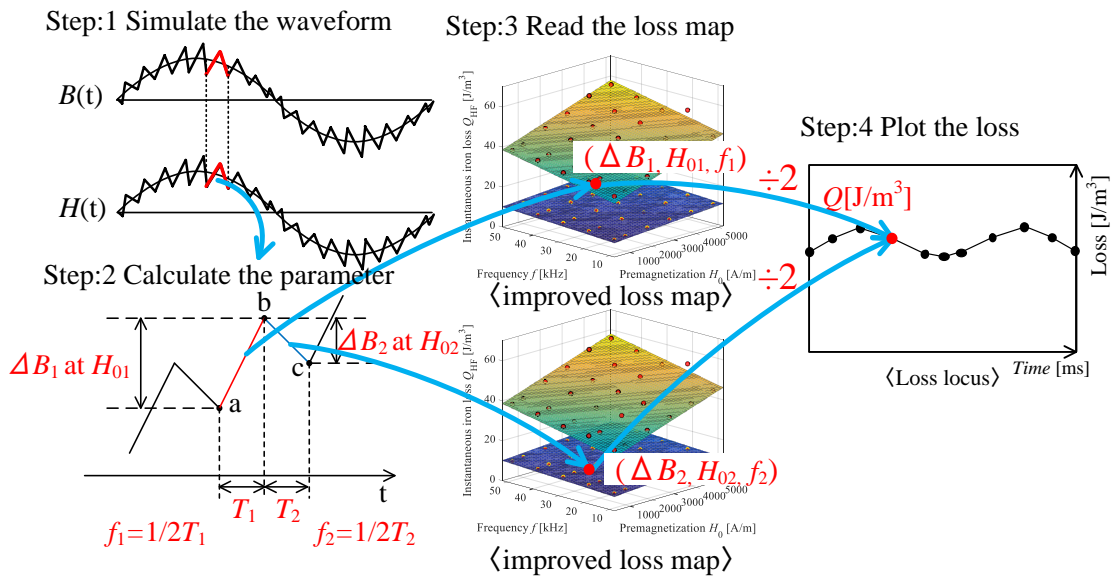


図 3.6 拡張ロスマップ法による鉄損計算の流れ

### 3.4.1 単相 PWM インバータ励磁下におけるフィルタインダクタの瞬時鉄損の計算手法

単相 PWM インバータ回路を図 3.7 に示し、出力電流を正弦波とした際の動作波形を図 3.8 に示す。この場合、図 3.8 に示すようにフィルタインダクタの励磁電圧  $v_L$  は矩形波に正弦波が重畳したものになり、同時に励磁電流  $i_L$ 、磁束密度  $B$ 、磁界強度  $H$  はリップル成分に正弦波が重畳したものになる。さらに、変調波の一周期内でもパルス時比率と電圧振幅が時々刻々と変化する。例えば、図 3.9 に示す磁束密度波形の区間 a-b と区間 b-c ではパルス電圧と時比率に応じて磁束密度  $B$  の時間変化率  $(dB/dt)$  が変化する。拡張ロスマップ法でも、PWM インバータ励磁下におけるフィルタインダクタの瞬時鉄損の計算には(3.2)式で記述した拡張スタインメッツ方程式の線形区分法(Piecewise linear method)を用いる。ただし、(3.2)式は単位体積当たりの鉄損  $P[W/m^3]$  の式であるため、(3.2)式を PWM インバータのスイッチング区間における瞬時鉄損  $Q_{HF}$  の量  $[J/m^3]$  に式変形する。瞬時鉄損  $Q_{HF}$  の計算式を(3.5)式に示す。

(3.5)式について図 3.9 の区間 a-b と区間 b-c について積分すると(3.6)式が得られる。

$$Q_{HF} = \int_0^{T_{sw}} k_i(H_0) \left| \frac{dB}{dt} \right|^{\alpha(H_0)} \Delta B^{\beta(H_0) - \alpha(H_0)} dt \quad (3.5)$$

$$Q_{HF(a-c)} = k_i \{ d_{ab} (f_{eq(ab)})^{\alpha} (\Delta B_{ab})^{\beta} + d_{bc} (f_{eq(bc)})^{\alpha} (\Delta B_{bc})^{\beta} \} T_{sw} \quad (3.6)$$

ただし、 $d_{ab} = t_{ab}/T_{sw}$  と  $d_{bc} = t_{bc}/T_{sw}$  はデューティ比、 $k_i$ 、 $\alpha$ 、 $\beta$  はスタインメッツ係数、 $f_{eq(ab)}$  および  $f_{eq(bc)}$  は各  $dB/dt$  区間の鉄損に対応する対称三角波磁束密度波形の基本波成分の等価周波数である。

なお、 $f_{eq(ab)}$  および  $f_{eq(bc)}$  は(3.7)、(3.8)式で定義される。

$$f_{eq(ab)} = \frac{1}{2t_{ab}} \quad (3.7)$$



$$f_{eq(bc)} = \frac{1}{2t_{bc}} \quad (3.8)$$

各  $dB/dt$  区間の鉄損に対応する対称三角波磁束密度波形の基本波成分の等価周波数が与えられると、図 3.9 の磁束密度波形について、周波数特性を含めたロスマップを用いて、スイッチング周期 1 周期分(a 点から c 点まで)の瞬時鉄損  $Q_{HF(a-c)}$  を計算できる。

PWM インバータ励磁の場合の磁束密度波形はデューティ比 0.5 における降圧チョップの励磁条件と異なり、磁束密度の増加及び減少中の変化率  $dB/dt$  が等しくないことがわかる。ここで、iGSE で使用している線形区分法の理論を用いると、PWM インバータ励磁の磁束密度波形の区間 a-b の鉄損  $Q_{(ab)}$  は、図 3.10(a)に示すデューティ比 0.5 における降圧チョップの励磁条件で  $\Delta B_{ab}, H_{0ab}, f_{ab}$  の場合のロスマップデータが示す鉄損値  $Q_{HF}$  の半値と考えることができる。

同様に、区間 b-c の鉄損  $Q_{(bc)}$  についても同様に図 3.10(b)のように  $\Delta B_{bc}, H_{0bc}, f_{bc}$  におけるロスマップデータが示す鉄損値  $Q_{HF}$  の半値と考えることができる。

従って、区間 a-b-c の瞬時鉄損  $Q_{HF(a-c)}$  は(3.9)式で記述される。

$$\begin{aligned} Q_{HF(a-c)} &= Q_{(ab)} + Q_{(bc)} \\ &= \frac{1}{2} Q_{HF}(\Delta B_{ab}, H_{0ab}, f_{ab}) + \frac{1}{2} Q_{HF}(\Delta B_{bc}, H_{0bc}, f_{bc}) \end{aligned} \quad (3.9)$$

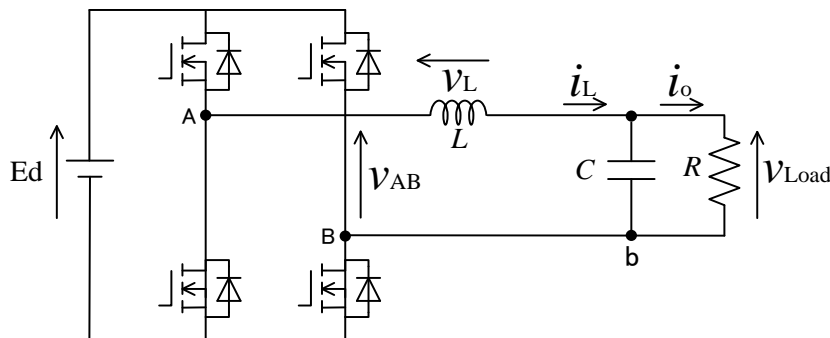


図 3.7 単相 PWM インバータ回路

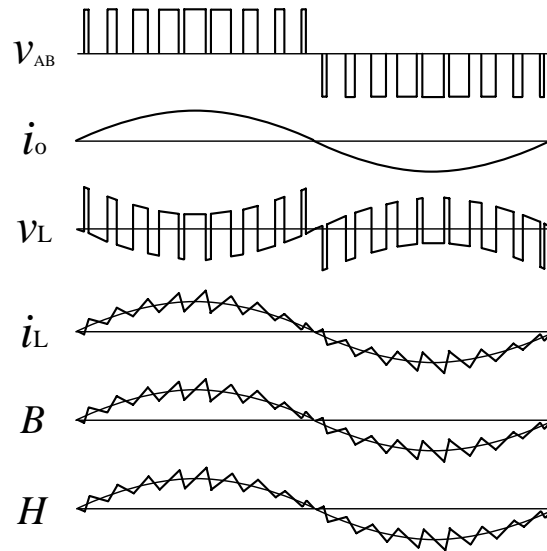


図 3.8 単相 PWM インバータ回路の動作波形とインダクタの励磁波形

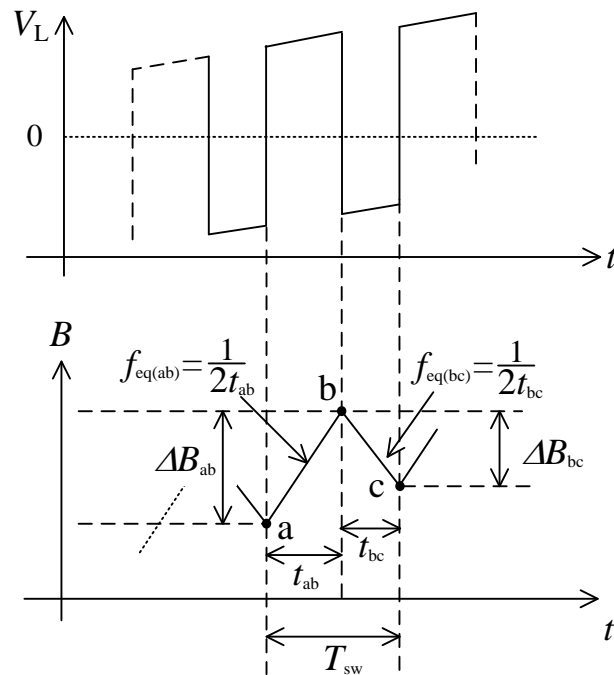


図 3.9 単相 PWM インバータ励磁下の励磁電圧波形と磁束密度波形の関係

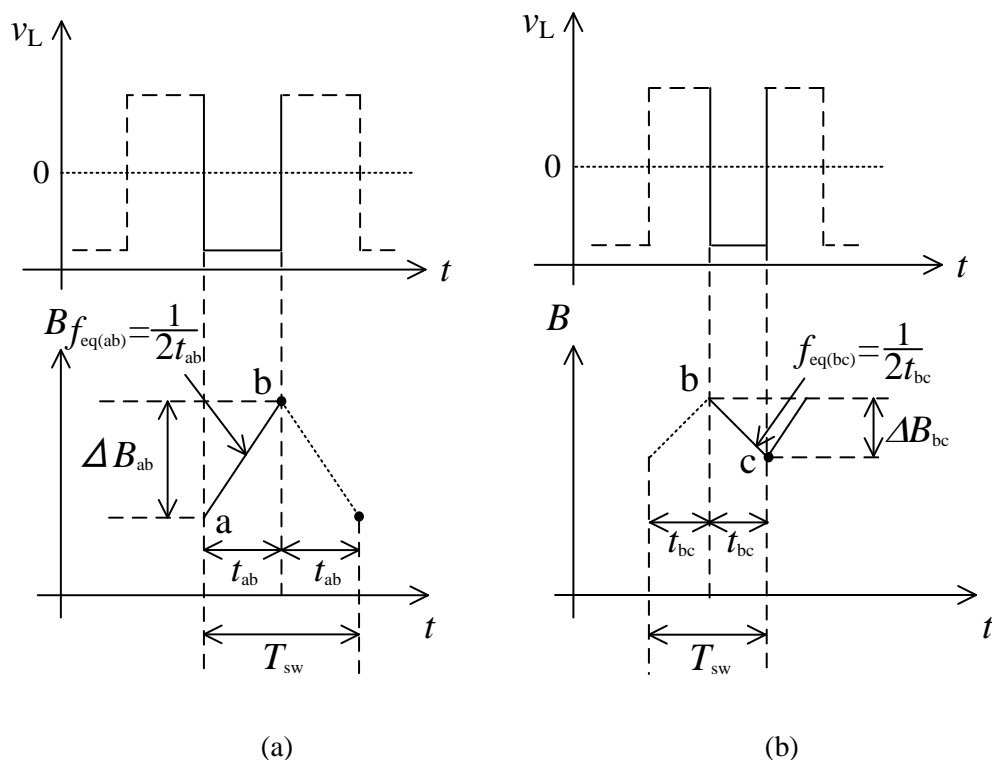


図 3.10 単相 PWM インバータ励磁下の鉄損と降圧チョップ励磁下の鉄損の対応

### 3.4.2 三相 PWM インバータ励磁下におけるフィルタインダクタの瞬時鉄損の計算手法

図 3.11 に三相 PWM インバータ回路を示し、出力電流を正弦波とした際の動作波形を図 3.12 に示す。A 相、B 相、C 相の変調信号を  $v_{cA}$ ,  $v_{cB}$ ,  $v_{cC}$  とした場合、図 3.12 に示すように、A 相のフィルタインダクタの励磁電圧  $v_L$  は矩形波に正弦波が重畳したものになり、同時に励磁電流  $i_{L1}$ 、磁束密度  $B$ 、磁界強度  $H$  はリップル成分に正弦波が重畳したものになる。さらに他相からの励磁の影響によって、励磁波形は単相 PWM インバータの動作時と異なる波形となる。この励磁波形について単相 PWM インバータにおけるフィルタインダクタの瞬時鉄損計算と同様に(3.5)式について図 3.13 の区間 a-b と区間 b-c と区間 c-d について積分すると(3.10)式が得られる。

$$Q_{\text{HF(a-d)}} = k_i \{ d_{\text{ab}} (f_{\text{eq(ab)}})^\alpha (\Delta B_{\text{ab}})^\beta + d_{\text{bc}} (f_{\text{eq(bc)}})^\alpha (\Delta B_{\text{bc}})^\beta + d_{\text{cd}} (f_{\text{eq(cd)}})^\alpha (\Delta B_{\text{cd}})^\beta \} T_{\text{sw}} \quad (3.10)$$

ここで、各  $dB/dt$  区間の鉄損に対応する対称三角波磁束密度波形の基本波成分の等価周波数は(3.11)、(3.12)、(3.13)式で定義される。

$$f_{\text{eq(ab)}} = \frac{1}{2t_{\text{ab}}} \quad (3.11)$$

$$f_{\text{eq(bc)}} = \frac{1}{2t_{\text{bc}}} \quad (3.12)$$

$$f_{\text{eq(cd)}} = \frac{1}{2t_{\text{cd}}} \quad (3.13)$$

図 3.13 の磁束密度波形について、ロスマップからスイッチング周期 1 周期分 (a 点から d 点) までの瞬時鉄損  $Q_{\text{HF(a-d)}}$  を計算する。区間 b-d に着目すると、磁束密度  $B$  の減少中に時間変化率 ( $dB/dt$ ) が 2 度変化する。このような磁束密度波形においても、単相 PWM インバータの鉄損計算と同様に  $dB/dt$  が変化する区間 a-b、区間 b-c、区間 c-d ごとに鉄損  $Q_{\text{(ab)}}$ 、 $Q_{\text{(bc)}}$ 、 $Q_{\text{(cd)}}$  を計算する。

このとき、鉄損  $Q_{\text{(ab)}}$ 、 $Q_{\text{(bc)}}$ 、 $Q_{\text{(cd)}}$  も単相インバー励磁下の鉄損計算と同様に、磁束密度、磁界強度、励磁周波数が一致するロスマップデータの鉄損値  $Q_{\text{HF}}$  の半値と考える。これらの代数和を区間 a-b-c-d 間の瞬時鉄損  $Q_{\text{HF(a-d)}}$  とする。

三相 PWM インバータの瞬時鉄損の計算式は(3.14)式で示される。

$$\begin{aligned} Q_{\text{HF(a-d)}} &= Q_{\text{(ab)}} + Q_{\text{(bc)}} + Q_{\text{(cd)}} \\ &= \frac{1}{2} Q_{\text{HF}}(\Delta B_{\text{ab}}, H_{0\text{ab}}, f_{\text{ab}}) + \frac{1}{2} Q_{\text{HF}}(\Delta B_{\text{bc}}, H_{0\text{bc}}, f_{\text{bc}}) \\ &\quad + \frac{1}{2} Q_{\text{HF}}(\Delta B_{\text{cd}}, H_{0\text{cd}}, f_{\text{cd}}) \end{aligned} \quad (3.14)$$

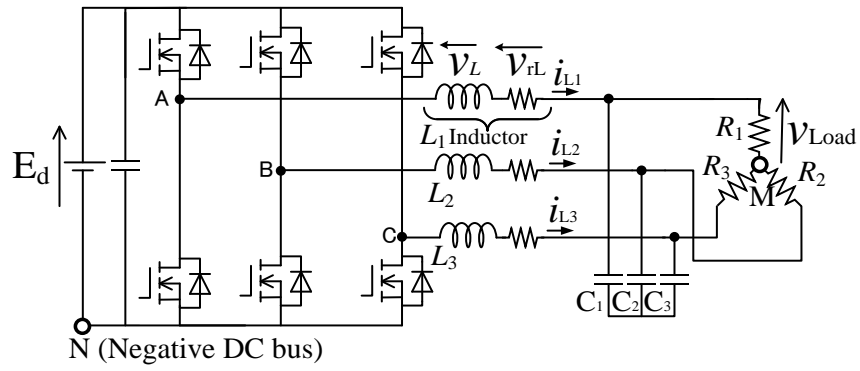


図 3.11 三相 PWM インバータ回路

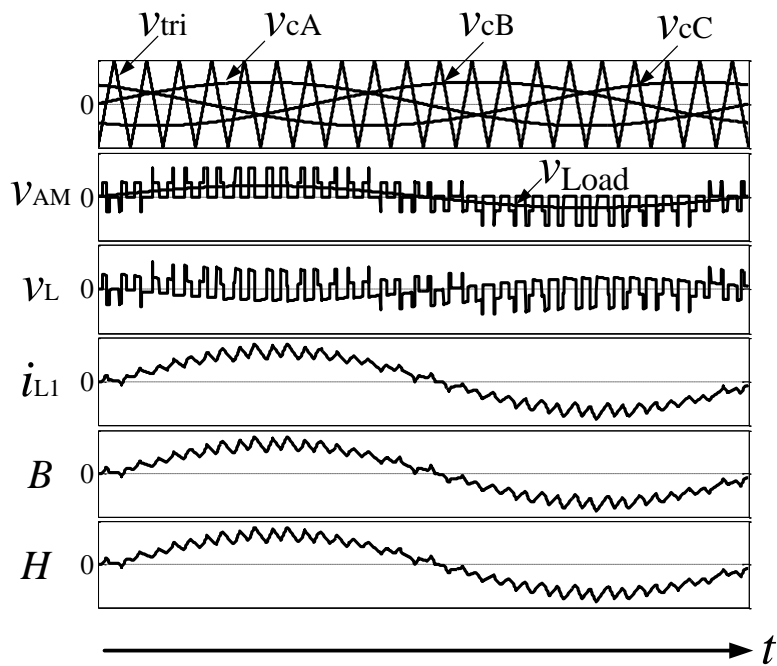


図 3.12 三相 PWM インバータ回路の動作波形

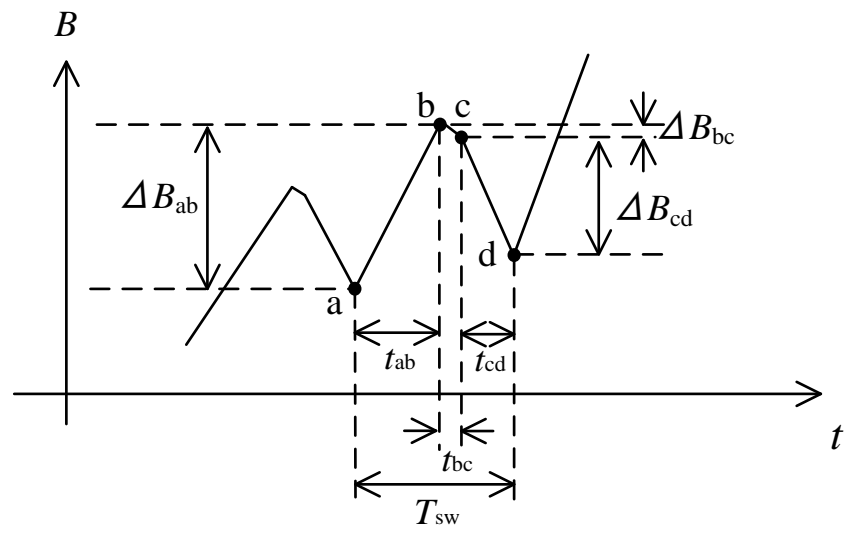


図 3.13 三相 PWM インバータ回路の磁束密度波形

### 3.5 拡張した拡張スタインメッツ方程式

拡張した拡張スタインメッツ方程式(i<sup>2</sup>GSE: improved improved steinmetz equation)は Kolar らによって、前述したロスマップ法を参考にして、拡張スタインメッツ方程式を磁界バイアスに対応させた鉄損計算式である[63], [65], [66]。i<sup>2</sup>GSE を(3.15)式に示す。

$$P = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} k_i(H_0) \left| \frac{dB}{dt} \right|^{\alpha(H_0)} \Delta B^{\beta(H_0) - \alpha(H_0)} dt + \sum_{l=1}^n Q_{rl} P_{rl} \quad (3.15)$$

ただし、 $P_{rl}$  と  $Q_{rl}$  は  $P_{rl} = \frac{1}{T_{sw}} k_r \left| \frac{dB}{dt} \right|^{\alpha_r} \Delta B^{\beta_r} \left( 1 - e^{-\frac{\tau}{\tau}} \right)$ ,  $Q_{rl} = e^{-q_r \left| \frac{dB(t_+)/dt}{dB(t_-)/dt} \right|}$ , とする。なお、係数 $\alpha_r, \beta_r, k_r, \tau, q_r$ を得るためには、第3章で示したような鉄損の磁界バイアス $H_0$ 特性、磁束密度リプル $\Delta B$ 特性、励磁周波数 $f$ 特性を示したロスマップデータが事前に必要となる。

鉄損計算の方程式は拡張スタインメッツ方程式とほぼ同様であるが、係数  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $k_i$ を磁界バイアス $H_0$ の励磁の変化に応じて可変させることで磁界バイアス $H_0$ の励磁下における鉄損のモデル化に対応している。さらに、文献[67]で提唱された、磁束密度の  $dB/dt$  の符号が切り替わる際に  $dB/dt=0$  (磁性体への印加電圧がゼロ)となる励磁区間に発生する磁気緩和損失(magnetic relaxation loss)を第2項に追加している。 $dB/dt=0$  となる励磁は半導体デバイスのデットタイム期間等が該当するが、デットタイム期間が十分に短い場合は磁気緩和損失を無視することができる[67]。

高純度鉄粉磁性体(SK-14M：東邦亜鉛)のロスマップデータより抽出した、i<sup>2</sup>GSE の係数 $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $k_i$ を図 3.14 に示す。係数  $\alpha$  は一定であるため、係数 $\beta$ ,  $k_i$ が大きく変化することで磁界バイアス $H_0$ の励磁条件における鉄損モデル化が行われている。係数 $k_i$ は  $H_0=3000\text{A/m}$  から  $H_0=4000\text{A/m}$  にかけて大きく変化している。この現象はフェライトコアの場合にも観察されている[63]。次に降圧チョップにおいてインダクタの励磁が磁束密度リプル  $\Delta B=200\text{mT}$  および  $\Delta B=300\text{mT}$  となる条件で測定された鉄損値と i<sup>2</sup>GSE より計算した鉄損値を図 3.15 及び図 3.16 にそ

れぞれ示す。 どちらの場合も、 $H_0=4000\text{A/m}$  では明らかな鉄損測定値との差異がみられる。図 3.16 に示す、磁界バイアス  $H_0=4000\text{A/m}$  と励磁周波数  $f=30\text{kHz}$  の条件下では鉄損の測定値と計算値の誤差が約 41.2%に達している。このように、 $i^2\text{GSE}$  の係数 $k_i$ と $\beta$ は磁界バイアス  $H_0$  の変化に対して非常に敏感に変動するため、鉄損のモデル化の誤差が大きいと鉄損の計算誤差に大きく影響を与える。そのため、PWM インバータ励磁下におけるフィルタインダクタの瞬時鉄損および高周波鉄損の計算には  $i^2\text{GSE}$  よりも鉄損の測定値を直接用いる拡張ロスマップ法の方が優れている。

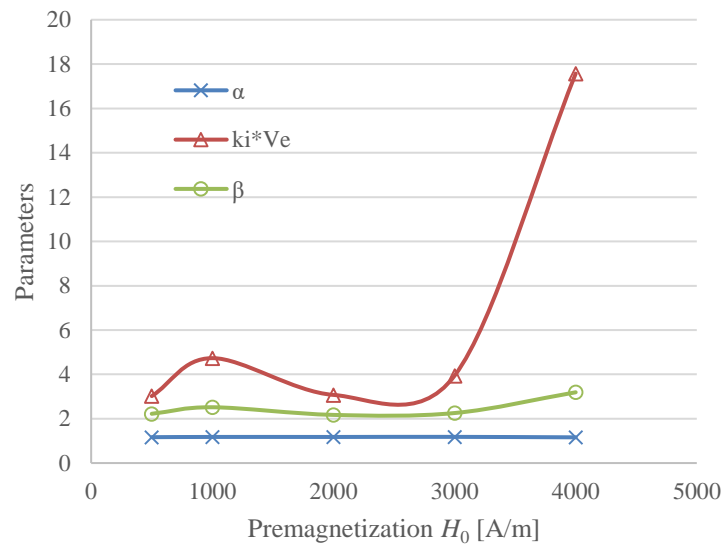


図 3.14 高純度鉄粉磁性体における  $i^2\text{GSE}$  の係数



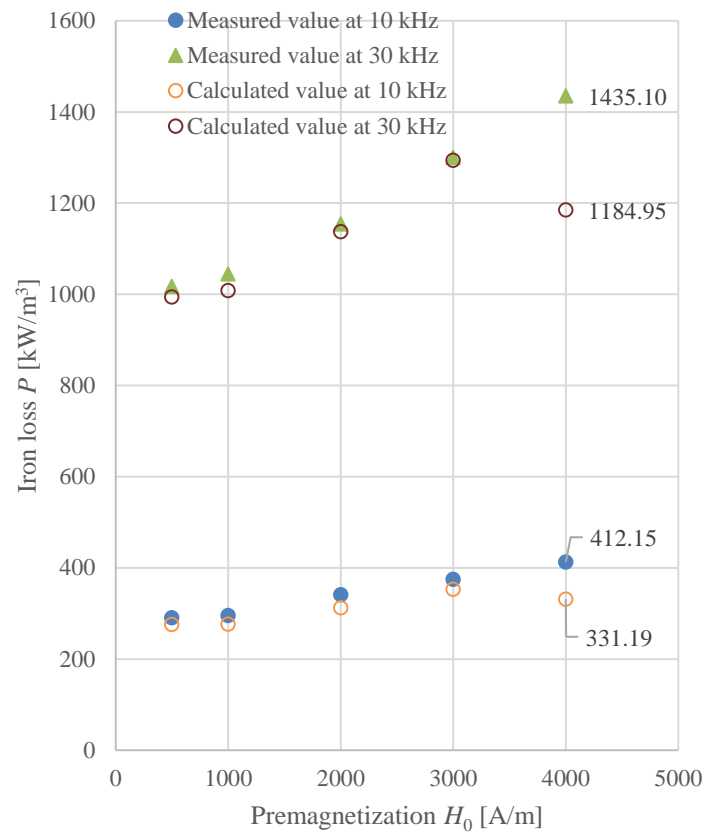


図 3.15 ロスマップデータと  $i^2GSE$  の計算値の比較  
(磁束密度リプル  $\Delta B = 200$  mT)

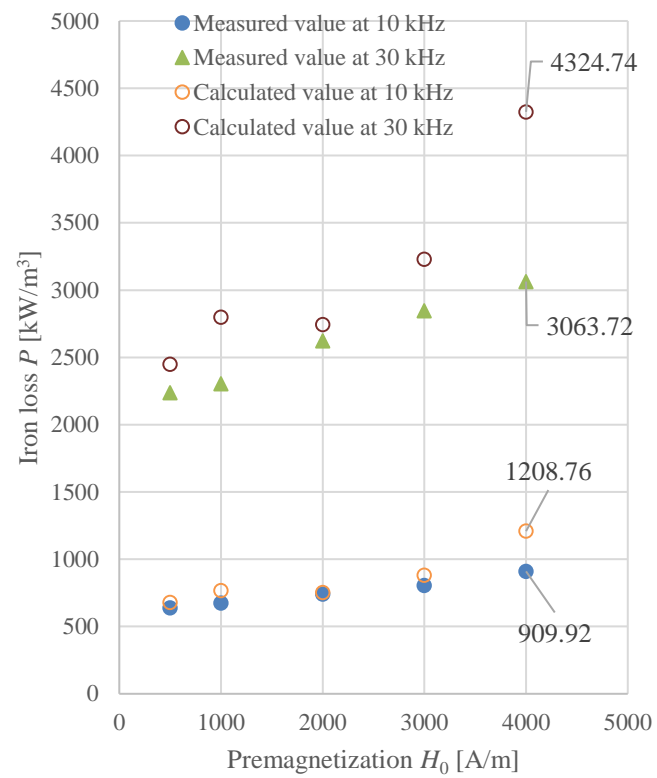


図 3.16. ロスマップデータと i<sup>2</sup>GSE の計算値の比較  
(磁束密度リプル  $\Delta B = 300$  mT)

---

## 3.6 まとめ

本章では、PWM インバータに使用されるフィルタインダクタの鉄損計算手法について論じた。はじめに、代表的な鉄損表記式であるスタインメッツ方程式および拡張スタインメッツ方程式(iGSE)の特長と適用範囲について考察を行い、これらの手法では磁界バイアス印加時の鉄損特性を考慮していないことから PWM インバータに使用されるフィルタインダクタの瞬時鉄損と高周波鉄損の計算に対応できないことを指摘した。次に PWM インバータ励磁下におけるフィルタインダクタ鉄損の計算手法であるロスマップ法について言及し、瞬時鉄損計算の誤差が生じる要因を指摘した。そこで、ロスマップ法と Piecewise linear method の原理を併用したフィルタインダクタの鉄損計算手法(拡張ロスマップ法)を提案した。さらに、ロスマップ法を参考に Kolar らが提案した  $i^2$ GSE 手法と拡張ロスマップ法との比較を行い、拡張ロスマップ法が PWM インバータ励磁下におけるフィルタインダクタの瞬時鉄損および高周波鉄損の計算に有利であることを示した。

---

## 第4章 PWM インバータ励磁下におけるフィルタインダクタの瞬時鉄損と高周波鉄損の計算手法の評価

本章では、前章で示した単相および三相 PWM インバータに使用するフィルタインダクタの瞬時鉄損および高周波鉄損の計算手法の評価を行う。はじめに、単相および三相 PWM インバータ励磁下におけるフィルタインダクタの瞬時鉄損および高周波鉄損について拡張ロスマップ法を用いて計算した場合の計算精度について確認を行う。単相 PWM インバータ励磁下におけるフィルタインダクタの瞬時鉄損および高周波鉄損については拡張ロスマップ法で精度よく計算が可能であるが、三相 PWM インバータ励磁下の場合には大きな計算誤差が生じることを明らかにする。単相 PWM インバータ励磁下と三相 PWM インバータ励磁下の違いについて言及し、Brockmeyer らが考案した等価周波数の原理を拡張した新たな鉄損計算手法(改良ロスマップ法)を提案することで三相 PWM インバータ励磁下におけるフィルタインダクタの高精度な瞬時鉄損と高周波鉄損の計算を実現する。

### 4.1 拡張ロスマップ法を用いた PWM インバータ励磁下におけるフィルタインダクタの瞬時鉄損と高周波鉄損の計算精度の検証

#### 4.1.1 単相 PWM インバータ励磁下におけるフィルタインダクタの瞬時鉄損と高周波鉄損の計算精度の検証

本論では ILA で測定した瞬時鉄損と高周波鉄損の値を基準値として、提唱す

る拡張ロスマップ法による計算値を検証する。ただし、拡張ロスマップ法の瞬時鉄損と高周波鉄損計算で用いる励磁波形は ILA で測定した励磁波形を用いる。

単相 PWM インバータにおけるフィルタインダクタの鉄損評価は図 4.1 の回路で行う。評価コアは高純度鉄粉磁性体(SK-14M：東邦亜鉛)を使用した。表 4.1 に回路定数を示す。

単相 PWM インバータの出力の正弦波一周期におけるインダクタの磁界強度  $H$  の波形を図 4.2(a)に示し、磁束密度  $B$  の波形を図 4.2(b)に示す。磁束密度  $B$  の波形は磁界バイアスの影響を受けインダクタ  $L$  の値が変化するので基本波成分が歪んでいる事がわかる。

図 4.3 に正弦波一周期の瞬時鉄損の変化を示し、瞬時鉄損の総和である高周波鉄損の値を表 4.2 に示す。ILA と拡張ロスマップ法の瞬時鉄損の値がほぼ一致しているので、結果として瞬時鉄損の総和である高周波鉄損の値もほぼ一致している。

表 4.1 単相 PWM インバータの回路定数

Input Voltage $E_d$	110V
Output Filter Inductance $L$	1mH
Output Filter Capacitance $C$	15 $\mu$ F
Output Frequency	50Hz
Switching Frequency	10kHz
Modulation Ratio $\alpha$	0.5

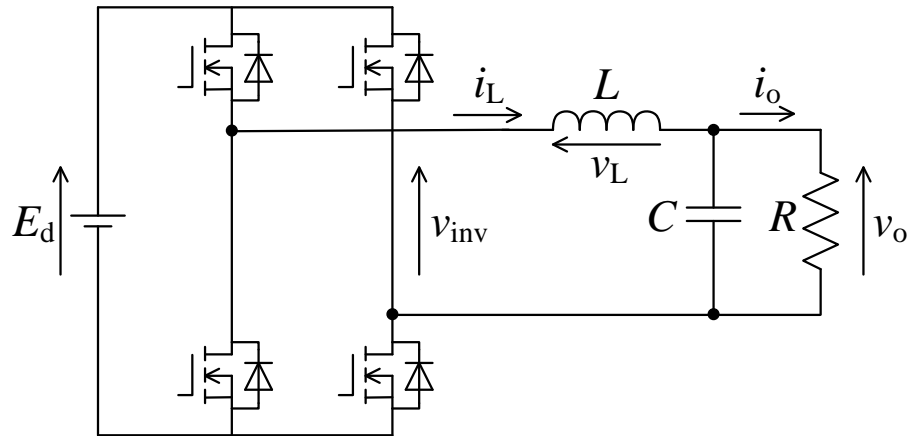
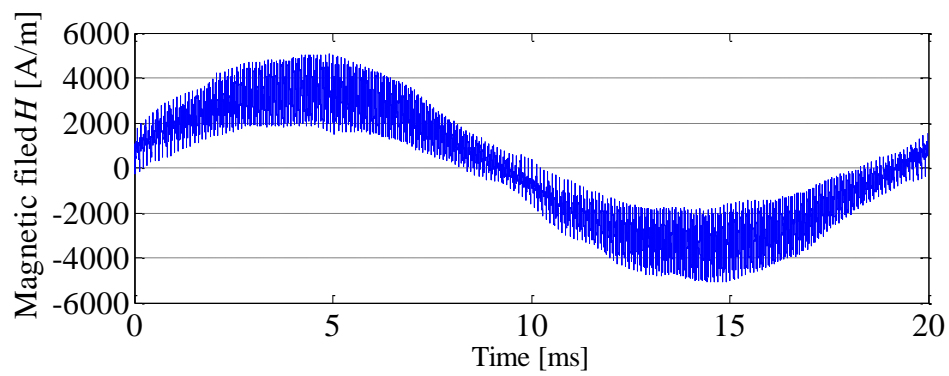
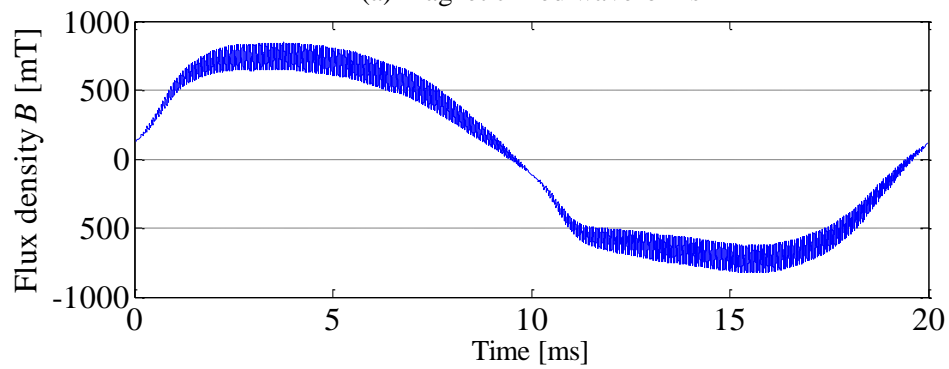


図 4.1 単相 PWM インバータ回路



(a) Magnetic field waveforms



(b) Flux density waveforms

図 4.2 ILA で測定した磁界強度と磁束密度の波形

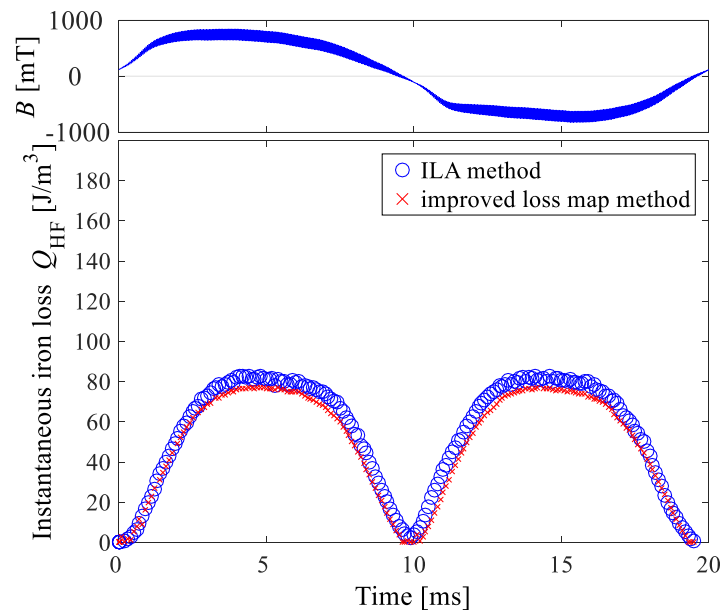


図 4.3 拡張ロスマップ法で計算した瞬時鉄損と ILA で測定した瞬時鉄損の軌跡  
(単相 PWM インバータ)

表 4.2 高周波鉄損の値

Condition	High-frequency iron loss [w]	Difference [%]
Measured value using the ILA	2.41	Reference value
Calculated value using of the improvd loss map method	2.32	3.7

#### 4.1.2 三相 PWM インバータ励磁下におけるフィルタインダクタの瞬時鉄損と高周波鉄損の計算精度の検証

三相 PWM インバータにおけるフィルタインダクタの鉄損測定は図 4.4 の回路で行う。回路定数は表 4.3 に示す。評価コアは単相 PWM インバータの場合と同じ高純度鉄粉磁性体(SK-14M：東邦亜鉛)を各相に 1 つずつ使用した。

測定した正弦波出力電流一周期における A 相のインダクタの磁界強度  $H$  の波

形を図 4.5(a)に示し、磁束密度  $B$  の波形を図 4.5(b)に示す。単相 PWM インバータ励磁と同様に磁束密度  $B$  の基本波成分は歪んでいることがわかる。低周波出力電流一周期の瞬時鉄損軌跡を図 4.6 に示す。両者もリップル波形の変化に伴い、瞬時鉄損の値が変化していることがわかる。しかし、瞬間鉄損 $Q_{HF}$ の計算結果は、ILA による測定結果と一致していない。特に領域 A において、拡張ロスマップ法による瞬時鉄損 $Q_{HF}$ の計算値は、測定値よりも小さく、大きな誤差が生じている。PWM インバータにおける低周波出力電流の 1 サイクル中の瞬時鉄損 $Q_{HF}$ の合計である高周波鉄損 $P_{HF}$ の計算および測定結果を表 4.4 に示す。測定値と計算値の偏差は約 20.9%であり、単相 PWM インバータの計算結果と比べて誤差が大きい為、鉄損計算方法を改善する必要がある。

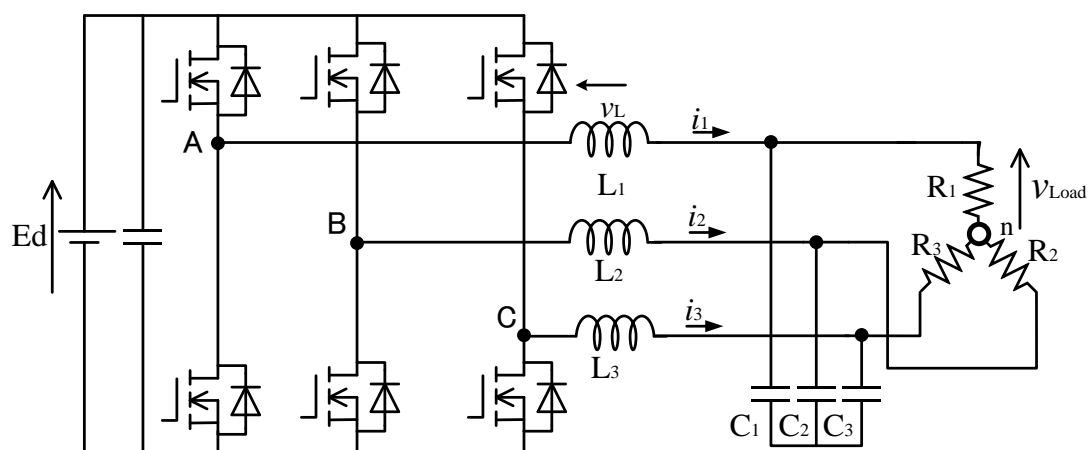
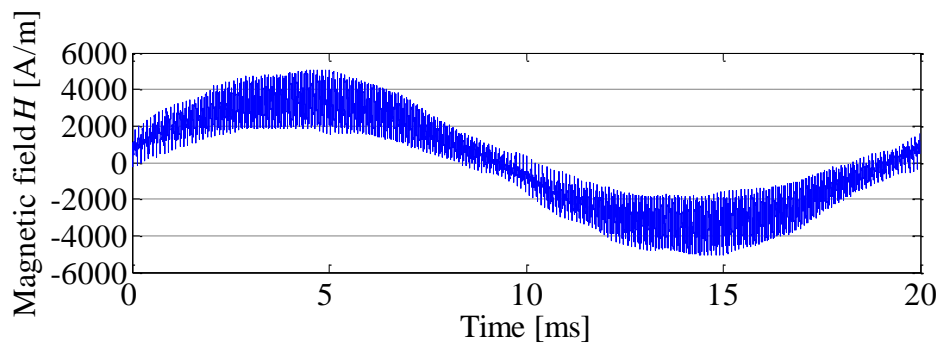


図 4.4 三相 PWM インバータ回路

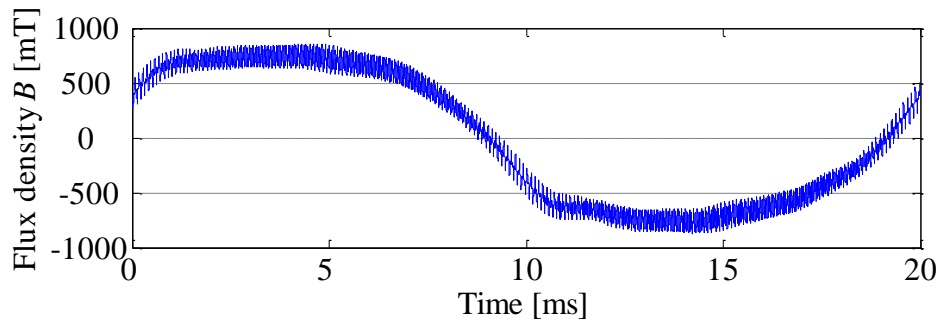


表 4.3 三相 PWM インバータの回路定数

Input Voltage $E_d$	200V
Output Filter Inductance $L$	1mH
Output Filter Capacitance $C$	15 $\mu$ F
Output Frequency	50Hz
Switching Frequency	10kHz
Modulation Ratio $\alpha$	0.5



(a) Magnetic field waveforms



(b) Flux density waveforms

図 4.5 ILA で測定した磁界強度と磁束密度の波形 (三相 PWM インバータ)

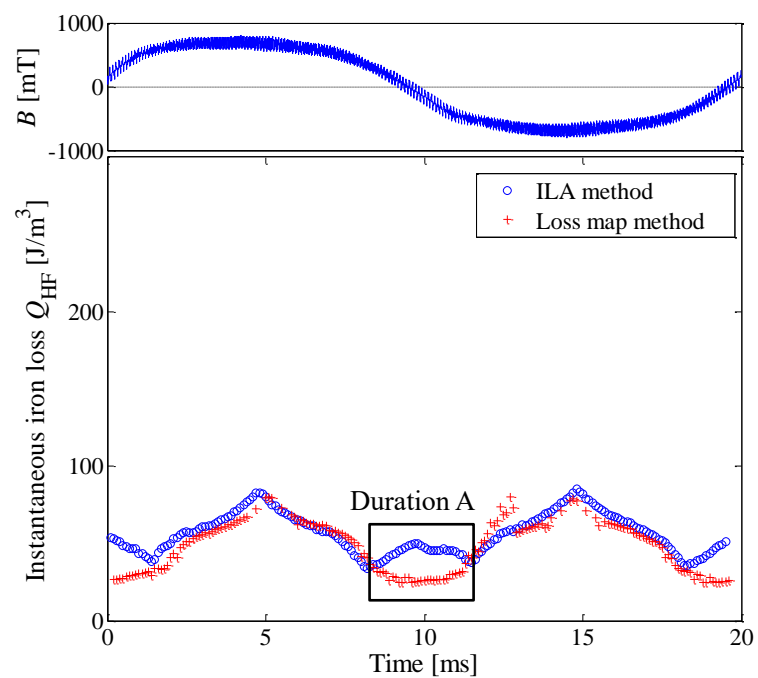


図 4.6 拡張ロスマップ法で計算した瞬時鉄損と ILA で測定した瞬時鉄損の軌跡  
(三相 PWM インバータ)

表 4.4 高周波鉄損の値

Condition	High-frequency iron loss [W]	Error [%]
Measured value using the ILA	2.58	Reference value
Calculated value using of the improvd loss map method	2.04	20.9

## 4.2 拡張ロスマップ法の鉄損計算誤差と補正法

図 4.7 に図 4.6 の領域 A における磁束密度波形の例を示す。拡張ロスマップ法におけるフィルタインダクタの瞬時鉄損の計算は、単相 PWM インバータの計算にも使用している iGSE の線形区分法に基づいて計算されている。拡張ロスマップ法による点 a から点 g までのスイッチング期間中の瞬間鉄損  $Q_{HF(a-g)}$  の計算値は以下の式で示される。

$$\begin{aligned}
 Q_{HF(a-g)} &= Q_{(ab)} + Q_{(bc)} + Q_{(cd)} + Q_{(de)} + Q_{(ef)} + Q_{(fg)} \\
 &= \frac{1}{2} Q_{HF}(\Delta B_{(ab)}, H_{0(ab)}, f_{eq(ab)}) + \frac{1}{2} Q_{HF}(\Delta B_{(bc)}, H_{0(bc)}, f_{eq(bc)}) \\
 &\quad + \frac{1}{2} Q_{HF}(\Delta B_{(cd)}, H_{0(cd)}, f_{eq(cd)}) + \frac{1}{2} Q_{HF}(\Delta B_{(de)}, H_{0(de)}, f_{eq(de)}) \\
 &\quad + \frac{1}{2} Q_{HF}(\Delta B_{(ef)}, H_{0(ef)}, f_{eq(ef)}) + \frac{1}{2} Q_{HF}(\Delta B_{(fg)}, H_{0(fg)}, f_{eq(fg)}) \quad (4.1)
 \end{aligned}$$

単相 PWM インバータにおけるインダクタの磁束密度波形は  $dB/dt$  が変化すると符号も変化する三角波形状の波形であるが、三相 PWM インバータにおけるインダクタの磁束密度波形は  $dB/dt$  の符号が同一時に  $dB/dt$  が変化する区間を有する。したがって、第 3 章で説明した拡張ロスマップ法ないし  $i^2$ GSE を使用して三相 PWM インバータ励磁下のフィルタインダクタの瞬時鉄損を計算する場合、図 4.7 の点 c から点 f のような  $dB/dt$  の符号が同一時に  $dB/dt$  が変化する区間で計算誤差が発生すると考えられる。

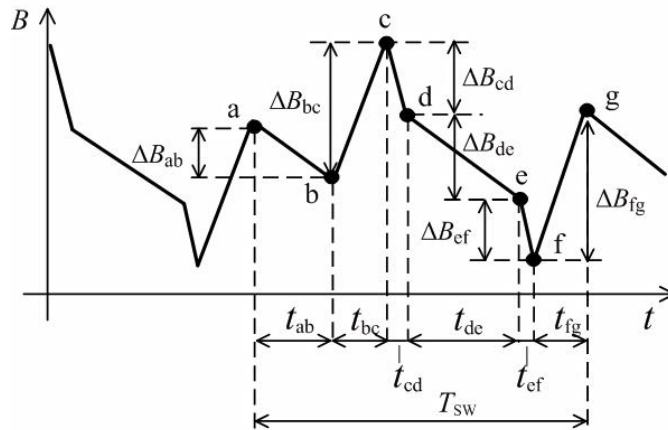


図 4.7 領域 A における磁束密度波形

## 4.2.1 改良ロスマップ法の提案

$dB/dt$  の符号が同一時に  $dB/dt$  が変化する区間で発生する計算誤差を低減するために、拡張ロスマップ法と等価周波数補正を併用した新たな鉄損計算手法(改良ロスマップ法)を提案する。なお、提案する鉄損の計算方法は、図 4.7 で示した 6 セグメントの磁束密度波形のみならず、任意の  $n$  個のセグメントからなる磁束密度波形にも適用できる。すなわち、 $dB/dt$  の同じ符号を有する所与の磁束密度波形の鉄損は、 $dB/dt$  が変更されても計算することができる。

提案する損失計算法の等価周波数補正は、Brockmeyer らが提案した等価周波数の概念を用いる[94]。論文[94]では、磁束密度の振幅  $\Delta B$  が同一で励磁波形が異なる鉄損の偏差は磁化速度の違いであると説明されており、励磁波形が異なっても磁化速度の等価周波数  $f_{eq}$  が等しいならば鉄損の値は同一になるとしている。

Brockmeyer は任意の磁束密度波形の鉄損が正弦波の磁束密度波形の鉄損と等価となる等価周波数  $f_{eq(sin)}$  を導出するために、線形区分磁束密度波形の重み付き時間導関数を利用している。線形区分磁束密度波形の重み付き時間導関数を(4.2)式に示す。

$$\dot{B}_w = \sum_{k=2}^K \dot{B}_k \frac{B_k - B_{k-1}}{B_{\max} - B_{\min}} \quad (4.2)$$

ここで、 $\frac{B_k - B_{k-1}}{B_{\max} - B_{\min}}$  は重み係数であり、 $\dot{B}_k = \frac{B_k - B_{k-1}}{t_k - t_{k-1}}$  は時間微分である。

なお、(4.2)式は積分形式では(4.3)式で示される。

$$\dot{B}_w = \int_0^T \frac{\dot{B}^2}{B_{\max} - B_{\min}} dt \quad (4.3)$$

ここで、 $B(t) = \hat{B} \sin \omega t$  のような正弦波の磁束密度波形の場合、重み付けされた時間導関数  $\dot{B}_{w(sin)}$  は(4.4)式で示される。

$$\dot{B}_{w(sin)} = \int_0^T \frac{B(t)^2}{B_{\max} - B_{\min}} dt = \frac{\pi^2}{2} (B_{\max} - B_{\min}) f_{eq(sin)} \quad (4.4)$$

なお、(4.4)式を線形区分磁束密度波形の形式に書き直すと(4.5)式で示される。

$$\dot{B}_{w(sin)} = \sum_{k=2}^K \dot{B}_k \frac{B_k - B_{k-1}}{B_{\max} - B_{\min}} = \frac{\pi^2}{2} (B_{\max} - B_{\min}) f_{eq(sin)} \quad (4.5)$$

任意の磁束密度波形の鉄損が正弦波の磁束密度波形の鉄損と等価となる等価周波数 $f_{eq(sin)}$ は(4.5)式を移項することにより(4.6)式として示される。

$$f_{eq(sin)} = \frac{2}{\pi^2} \sum_{k=2}^K \frac{(B_k - B_{k-1})^2}{(B_{max} - B_{min})^2} \cdot \frac{1}{(t_k - t_{k-1})} \quad (4.6)$$

任意の磁束密度波形の鉄損が正弦波の鉄損と等価となる等価周波数 $f_{eq(sin)}$ がわかれば、データシートに記載されている正弦波の鉄損データやスタインメッツの方程式を用いて、任意の磁束密度波形に起因する鉄損の値を計算することができる。しかしながら、データシートに記載されている正弦波の鉄損データやスタインメッツの方程式は磁界バイアスの影響を考慮していない。また、Brockmeyer が導出した任意の磁束密度波形の鉄損が正弦波の鉄損と等価となる等価周波数 $f_{eq(sin)}$ は拡張ロスマップが対称三角波励磁の磁束密度波形の鉄損データであることから使用することができない。

そこで、拡張ロスマップから任意の磁束密度波形の鉄損を計算するために $dB/dt$ の同じ符号の間に $n$ 個のセグメントを含む線形区分磁束密度波形の鉄損が対称三角波励磁の鉄損と等価となる等価周波数 $f_{eq(tri)}$ を導出する。

図 4.8 に示す、 $n$  個のセグメントを有する線形区分波形の重み付き時間導関数 $\dot{B}_{w(n-seg)}$ は(4.7)式で示される。

$$\dot{B}_{w(tri)} = \int_{t_1}^{t_n} \frac{B(t)^2}{B_{max} - B_{min}} dt = 2(B_{max} - B_{min})f_{eq(tri)} \quad (4.7)$$

さらに、 $dB/dt$ の同じ符号の間に $n$ 個のセグメント波形の鉄損が対称三角波励磁の鉄損と等価となる等価周波数 $f_{eq(tri)}$ は(4.8)式で示される。

$$f_{eq(tri)} = \sum_{k=2}^n \frac{(B_k - B_{k-1})^2}{(B_{max} - B_{min})^2} \cdot \frac{1}{2 \cdot (t_k - t_{k-1})} \quad (4.8)$$

したがって、図 4.8 に示す $dB/dt$ の符号が同一である区間の $n$ 個のセグメント波形の鉄損 $Q_{(n-seg)}$ の一般式は(4.9)式で示される。

$$Q_{(n-seg)} = \frac{1}{2} Q_{HF}(\Delta B_{(n-seg)}, H_{0(n-seg)}, f_{eq(n-seg)}) \quad (4.9)$$

ここで、 $\Delta B_{(n-seg)} = B_{max} - B_{min}$ は、同じ符号の $dB/dt$ における磁束密度波形リプルの値であり、 $H_{0(n-seg)}$ は1セグメント中における磁界強度 $H(t)$ の平均値で

ある。 $f_{eq(n-seg)}$ は、 $n$  個のセグメントの線形区分波形の等価周波数である。

図 4.7 に示す 6 つのセグメントを有する波形について、 $dB/dt$  の符号が同じである点  $c$  から点  $f$  までの区間の等価周波数 $f_{eq(cf)}$ は(4.10)式のように計算される。

$$f_{eq(cf)} = \frac{B_{cd}^2}{(B_{cd} + B_{de} + B_{ef})^2} \cdot \frac{1}{2t_{cd}} + \frac{B_{de}^2}{(B_{cd} + B_{de} + B_{ef})^2} \cdot \frac{1}{2t_{de}} + \frac{B_{ef}^2}{(B_{cd} + B_{de} + B_{ef})^2} \cdot \frac{1}{2t_{ef}} \quad (4.10)$$

したがって、点  $c$  から点  $f$  までの鉄損 $Q_{(cf)}$ は(4.11)式で示される。

$$Q_{(cf)} = \frac{1}{2} Q_{HF}(\Delta B_{(cf)}, H_{0(cf)}, f_{eq(cf)}) \quad (4.11)$$

以上より、点  $a$  から点  $g$  までの 1 スイッチング期間の瞬時鉄損 $Q_{HF(a-g)}$ は(4.12)式で示される。

$$\begin{aligned} Q_{HF(a-g)} &= Q_{(ab)} + Q_{(bc)} + Q_{(cf)} + Q_{(fg)} \\ &= \frac{1}{2} Q_{HF}(\Delta B_{(ab)}, H_{0(ab)}, f_{eq(ab)}) + \frac{1}{2} Q_{HF}(\Delta B_{(bc)}, H_{0(bc)}, f_{eq(bc)}) \\ &\quad + \frac{1}{2} Q_{HF}(\Delta B_{(cf)}, H_{0(cf)}, f_{eq(cf)}) + \frac{1}{2} Q_{HF}(\Delta B_{(fg)}, H_{0(fg)}, f_{eq(fg)}) \cdot \end{aligned} \quad (4.12)$$

ここで、鉄損 $Q_{(cf)}$ は点  $c$  から点  $f$  までの区間の鉄損をまとめた 1 セグメントの鉄損として計算される。

上述の修正された鉄損計算方法によって計算した瞬時鉄損 $Q_{HF}$ を図 4.9 に示す。計算した瞬間鉄損 $Q_{HF}$ の値は ILA によって得られた測定結果と非常によく一致している。

三相 PWM インバータにおける低周波出力電流の 1 サイクル中の瞬時鉄損 $Q_{HF}$ の合計である高周波鉄損 $P_{HF}$ の計算および測定結果を表 4.5 に示す。測定値と計算値の間の偏差は 1.16%であり、拡張ロスマップ法と比べて偏差を大幅に縮小している。

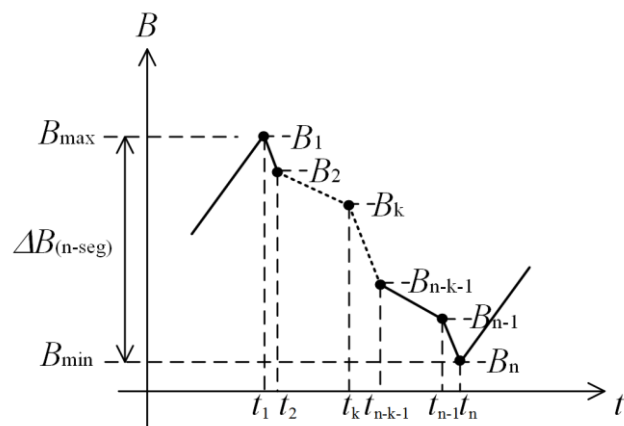


図 4.8  $n$  個のセグメントで  $dB/dt$  が変化する磁束密度波形の例

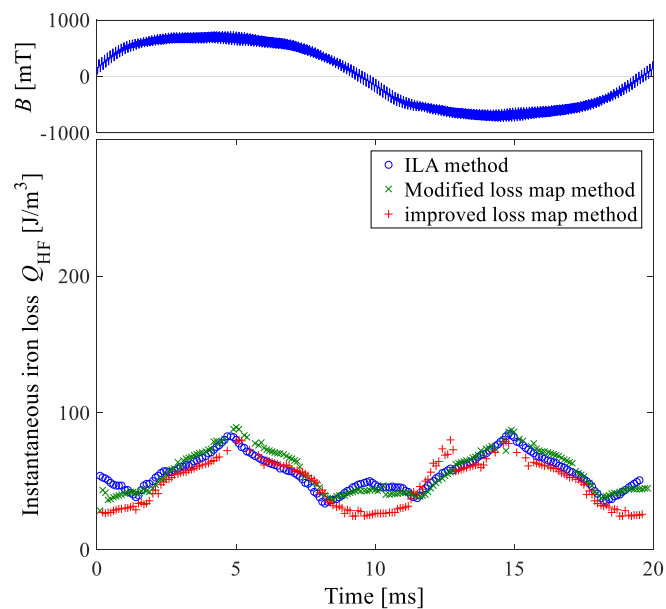


図 4.9 改良ロスマップ法で計算した瞬時鉄損と ILA で測定した瞬時鉄損の軌跡  
(三相 PWM インバータ)

表 4.5 高周波鉄損の値

Condition	High-frequency iron loss [W]	Error [%]
Measured value using the ILA	2.58	Reference value
Calculated value using the modified loss map method	2.61	1.16

## 4.2.2 様々な励磁条件での瞬時鉄損および高周波鉄損の計算評価

前節での改良ロスマップ法で計算した瞬時鉄損の計算法評価は一つのインダクタの励磁条件の結果であった。そこで、PWM インバータの変調率を変化させてインダクタの励磁条件を変えた場合にも改良ロスマップ法でフィルタインダクタの瞬時鉄損が高精度に計算できるかを検証する。

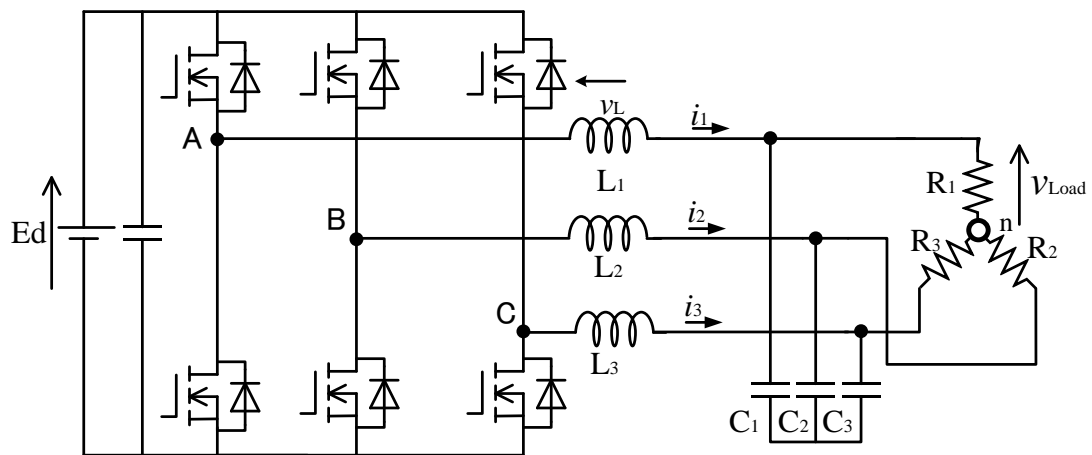
図 4.10(a)に三相 PWM インバータ回路を示し、図 4.10(b)に A レグのスイッチング信号の生成図を示す。PWM インバータの各レグのスイッチング信号は図 4.10(b)に示すように、キャリア波である三角波と出力したい正弦波を比較することによって各レグのスイッチングパルスが決定される。変調率を変化させればスイッチング信号のパルス幅が変わる。三相 PWM インバータの場合は変調率を変化させると、インダクタの励磁条件において、励磁周波数、磁束密度リプル、および磁界バイアスの値が変化する。

PWM インバータの変調率を 0.1, 0.3, 0.7, および 0.9 とした場合における、ILA を用いて測定した瞬時鉄損 $Q_{HF}$ とロスマップ法(拡張ロスマップ法と改良ロスマップ法)を用いて計算した瞬時鉄損 $Q_{HF}$ の値を図 4.11～図 4.14 に示す。改良ロスマップ法を用いて計算した瞬時鉄損 $Q_{HF}$ の計算結果は PWM インバータの変調率が変わっても非常に良く一致する。また、瞬時鉄損 $Q_{HF}$ の時間変化は PWM インバータの変調率によって異なっている。

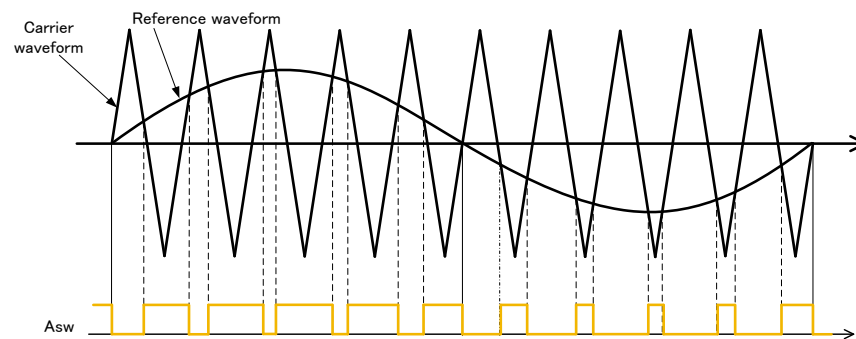
さまざまな変調率に対する高周波鉄損 $P_{HF}$ の計算結果と測定結果の比較を図 4.15 に示す。改良ロスマップ法によって計算した高周波鉄損 $P_{HF}$ は測定値とよく一致するが、拡張ロスマップ法によって計算した高周波鉄損 $P_{HF}$ は変調率が上昇するにつれて差異が大きくなっている。変調率が低い条件では高周波鉄損 $P_{HF}$ が減少している。この条件では測定値と計算値の両方に存在する残留誤差が無視できなくなるので、測定値と計算値との間の偏差が増加している。変調率  $m_a=0.1$  の場合、高周波鉄損の測定値 $P_{HF}$ は 0.189W であり、測定値と計算値の高周波鉄損 $P_{HF}$ の差は僅か 0.053W である。一方、最大変調時において測定された高周波鉄損 $P_{HF}$ は 3.92W であり、変調率  $m_a=0.1$  で 0.053W の誤差があっても、最大変調



時の損失における比率はわずか 1.35% である。低損失時の鉄損は配線インダクタなどの寄生成分に起因する測定誤差が影響するため、正確な損失測定が困難である。



(a) 三相 PWM インバータ回路



(b) レグ A の PWM 変調信号とスイッチング波形

図 4.10 三相 PWM インバータ回路と A レグのスイッチング信号

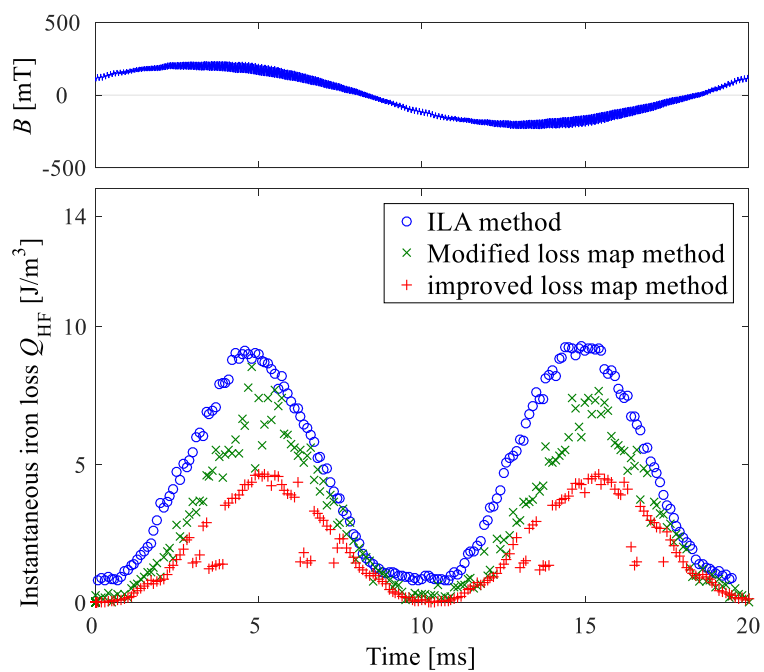


図 4.11 改良ロスマップ法で計算した瞬時鉄損と ILA で測定した瞬時鉄損軌跡  
(変調率  $m_a = 0.1$ )

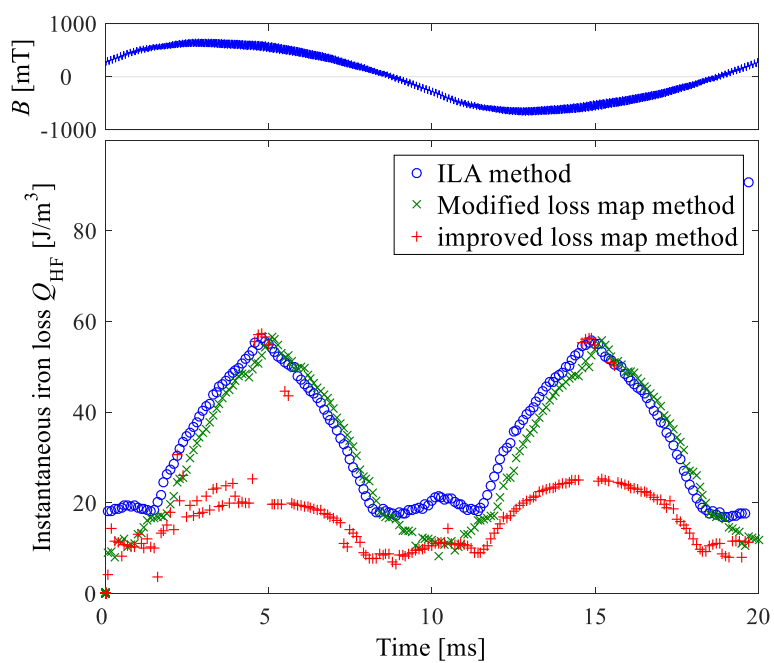


図 4.12 改良ロスマップ法で計算した瞬時鉄損と ILA で測定した瞬時鉄損軌跡  
(変調率  $m_a = 0.3$ )

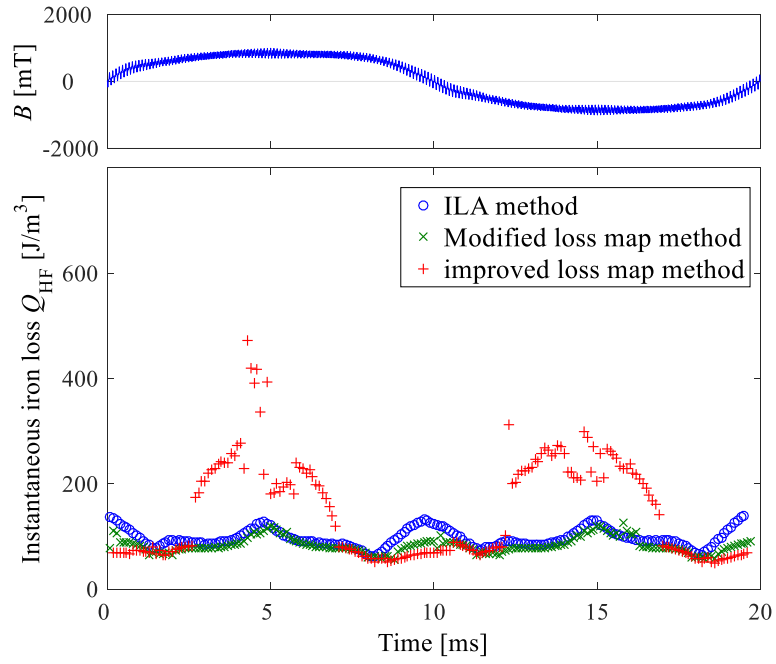


図 4.13 改良ロスマップ法で計算した瞬時鉄損と ILA で測定した瞬時鉄損軌跡  
(変調率  $m_a = 0.7$ ).

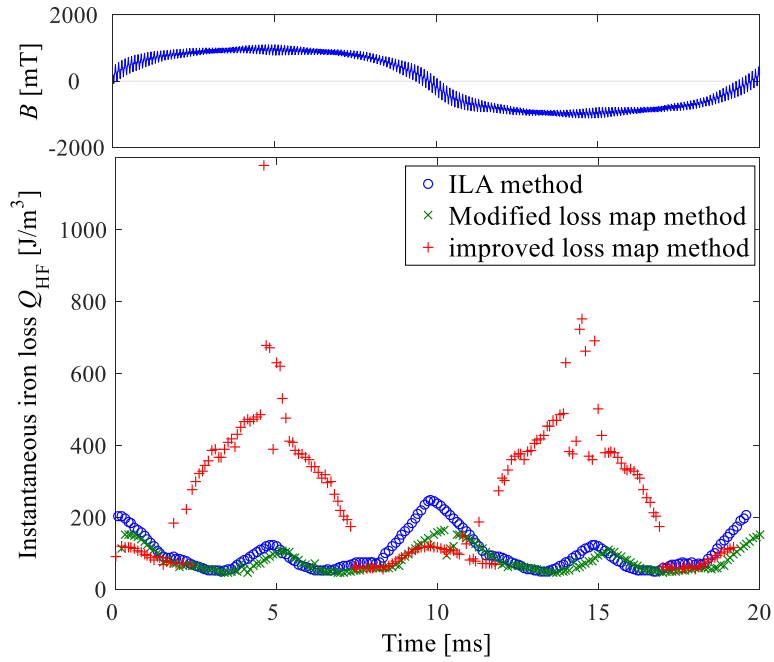


図 4.14 改良ロスマップ法で計算した瞬時鉄損と ILA で測定した瞬時鉄損軌跡  
(変調率  $m_a = 0.9$ )

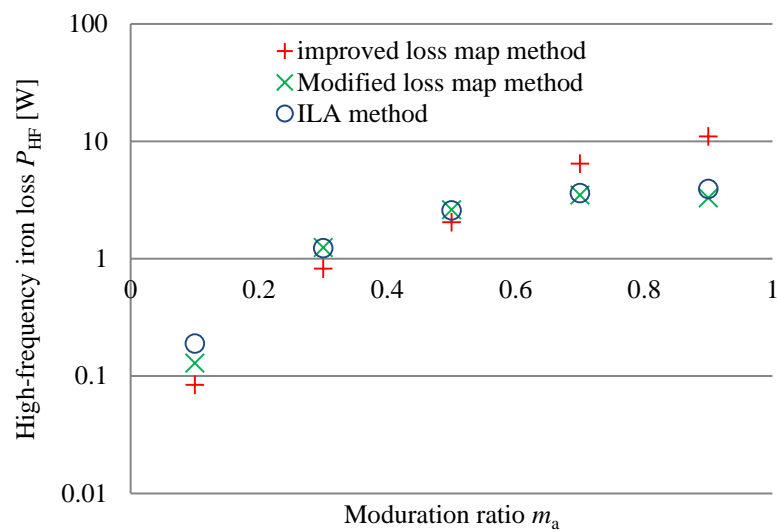


図 4.15 改良ロスマップ法で計算した高周波鉄損と ILA で測定した高周波鉄損

---

## 4.3 まとめ

本章では，単相および三相 PWM インバータに使用するフィルタインダクタの鉄損について拡張ロスマップ法で得られた鉄損計算値と ILA で得られた鉄損測定値の比較を行い，拡張ロスマップ法による鉄損計算の精度を検証した。拡張ロスマップ法を用いると単相 PWM インバータ励磁下のインダクタの鉄損は精度よく計算できたが，三相 PWM インバータのフィルタインダクタの鉄損については大きな計算誤差が生じることを指摘した。そこで，単相 PWM インバータの励磁と三相 PWM インバータの励磁の違いについて明らかにし，その解決手法として，Brockmeyer らが考案した等価周波数原理と拡張ロスマップ法を組み合わせた新たな鉄損計算手法(改良ロスマップ法)を開発した。これにより，三相 PWM インバータ励磁下におけるフィルタインダクタの鉄損計算の誤差が従来手法の 21%程度から 2%以下に低減できることを立証した。

---

## 第5章 三相 PWM インバータ用三相インダクタの小型・低損失化

情報通信システムでの電力消費量の増大が深刻化する中で、情報通信用電源装置の高効率化が喫緊の課題である。データセンタ等で用いる無停電電源装置(UPS)やパワーサプライユニット(PSU)は給電システムに要求される信頼性を満たす必要性から冗長構成となるので、通常時の運転は低負荷運転となる[18]。そのため、電源装置についても定格出力時に加えて低出力時の高効率化が求められている[19]。

近年実用化が急速に進展している SiC や GaN などのワイドギャップの半導体デバイスを用いることにより、半導体デバイスの損失は大幅に低減してきた。系統連系用の三相 PWM インバータでは、出力電力の低下に伴って半導体デバイスの損失は低下するが、フィルタインダクタの鉄損は出力電力にかかわらずほぼ一定となる。そのため、低負荷時の効率改善にはフィルタインダクタの鉄損低減が重要であることが既に報告されている[95]。三相 PWM インバータのフィルタインダクタについては今まで多くの研究において単相用のインダクタを 3 つ使用する例が多く、三相インダクタを用いた詳細な損失に関する研究については筆者の知る限りあまり見受けられなかった。

そこで本章では、三相 PWM インバータのフィルタインダクタとして EE コアを使用した三相インダクタの正確な損失計算手法と、これに基づいて低出力時のインバータ効率を改善するための新たなインダクタ構造について論じる。

### 5.1 三相 PWM インバータ励磁下における三相インダクタの設計

三相 PWM インバータ励磁下のフィルタインダクタに使用する三相インダク

タについて、磁気回路解析によりインダクタ構造とインダクタンス値の関係を明らかにする。ただし、本論の解析ではインダクタにギャップを有さない三相インダクタを対象としている。JIS 規格(C6435)に基づいたトロイダル形状の高純度鉄粉磁性体における漏れ磁束の測定では、漏れ磁束の総量が全体の磁束に対して 3%程であった[96]。このため、インダクタンス値やインダクタ損失の解析は簡略化のために漏れ磁束の影響を考慮しない。

次に、単一の磁性材料(高純度鉄粉磁性体)を用いた場合の三相インダクタの各磁路の磁束密度特性を考察し、高純度鉄粉磁性体とセンダスト材料の二種類の磁性体を用いることで低損失化が期待できる新たな三相インダクタ構造を示す。

### 5.1.1 三相インダクタのインダクタンス値

三相 PWM インバータ励磁下における三相インダクタの端子間におけるインダクタンス値は単相用インダクタの場合と異なり、自己インダクタと相互インダクタを含んだ値となる。本論で使用する三相インダクタは図 5.2 に示すように内鉄形で中心脚を A 脚、外側脚を B 脚、C 脚とした対称構造とする。対称構造であることから磁脚断面積  $S_B = S_C$ 、磁路長  $l_B = l_C$  とする。また、各相の巻数  $N_A = N_B = N_C$  と同一となる条件で行う。

はじめに、各相のインダクタに生じる最大電圧振幅  $V_{LA}$ ,  $V_{LB}$ ,  $V_{LC}$  について導出する。次に最大電圧振幅  $V_{LA}$ ,  $V_{LB}$ ,  $V_{LC}$  時における三相インダクタの各相の端子間におけるインダクタンス  $L_{A0}$ ,  $L_{B0}$ ,  $L_{C0}$  の値を導出する。

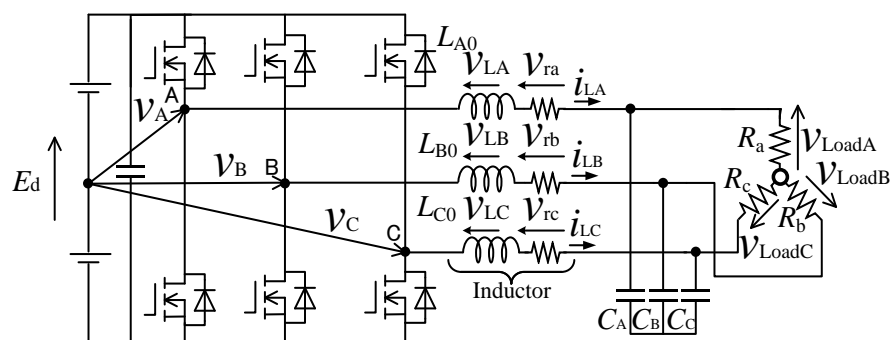


図 5.1 三相インダクタを用いた三相 PWM インバータ

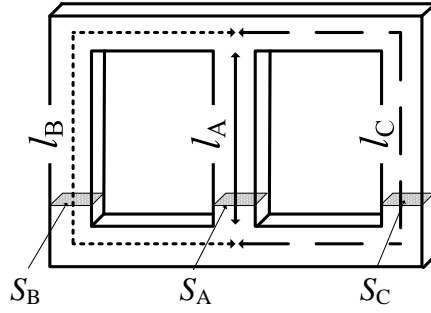


図 5.2 内鉄型三相インダクタ

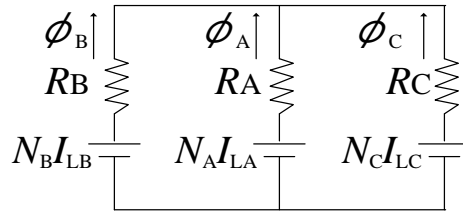


図 5.3 三相インダクタの等価回路

対称三相負荷であるならば三相インダクタの電圧と電流は(5.1)～(5.3)と(5.4)式でそれぞれ与えられる。

$$v_{LA}(t) = \frac{1}{3}(2v_A(t) - v_B(t) - v_C(t)) - v_{ra}(t) - v_{LoadA}(t) \quad (5.1)$$

$$v_{LB}(t) = \frac{1}{3}(2v_B(t) - v_A(t) - v_C(t)) - v_{rb}(t) - v_{LoadB}(t) \quad (5.2)$$

$$v_{LC}(t) = \frac{1}{3}(2v_C(t) - v_A(t) - v_B(t)) - v_{rc}(t) - v_{LoadC}(t) \quad (5.3)$$

$$i_{Ln}(t) = \frac{1}{L_{n0}} \int_0^T v_{Ln}(t) dt \quad (n = A, B, C) \quad (5.4)$$

図 5.3 に示す三相インダクタの等価回路を用いると、各磁脚の磁束は(5.5)～(5.7)式で与えられる。

$$\phi_A(t) = \frac{N_A i_{LA}(t)}{R_A + \frac{R_B R_C}{R_B + R_C}} - \frac{R_C}{R_A + R_C} \frac{N_B i_{LB}(t)}{R_B + \frac{R_A R_C}{R_A + R_C}} - \frac{R_B}{R_B + R_A} \frac{N_C i_{LC}(t)}{R_C + \frac{R_B R_A}{R_B + R_A}} \quad (5.5)$$

$$\phi_B(t) = -\frac{R_C}{R_B + R_C} \frac{N_A i_{LA}(t)}{R_A + \frac{R_B R_C}{R_B + R_C}} + \frac{N_B i_{LB}(t)}{R_B + \frac{R_A R_C}{R_A + R_C}} - \frac{R_A}{R_B + R_A} \frac{N_C i_{LC}(t)}{R_C + \frac{R_B R_A}{R_B + R_A}} \quad (5.6)$$



$$\phi_C(t) = -\frac{R_B}{R_B + R_C} \frac{N_A i_{LA}(t)}{R_A + \frac{R_B R_C}{R_B + R_C}} - \frac{R_A}{R_A + R_C} \frac{N_B i_{LB}(t)}{R_B + \frac{R_A R_C}{R_A + R_C}} + \frac{N_C i_{LC}(t)}{R_C + \frac{R_B R_A}{R_B + R_A}} \quad (5.7)$$

ただし,  $R_A = \frac{l_A}{\mu S_A}, R_B = \frac{l_B}{\mu S_B}, R_C = \frac{l_C}{\mu S_C}$  とする。

鎖交磁束数を  $\varphi_A = N_A \Phi_A, \varphi_B = N_B \Phi_B, \varphi_C = N_C \Phi_C$  とすると (5.8) 式で与えられる。

$$\begin{bmatrix} \varphi_A(t) \\ \varphi_B(t) \\ \varphi_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_A & -M_{AB} & -M_{CA} \\ -M_{BA} & L_B & -M_{CB} \\ -M_{AC} & -M_{BC} & L_C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{LA}(t) \\ i_{LB}(t) \\ i_{LC}(t) \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

$$\begin{aligned} \text{ただし, } L_A &= \frac{N_A^2}{R_A + \frac{R_B R_C}{R_B + R_C}}, L_B = \frac{N_B^2}{R_B + \frac{R_A R_C}{R_A + R_C}}, L_C = \frac{N_C^2}{R_C + \frac{R_B R_A}{R_B + R_A}}, M_{AB} = \frac{R_C}{R_A + R_C} \frac{N_B N_A}{R_B + \frac{R_A R_C}{R_A + R_C}}, \\ M_{CA} &= \frac{R_B}{R_B + R_A} \frac{N_C N_A}{R_C + \frac{R_B R_A}{R_B + R_A}}, M_{BA} = \frac{R_C}{R_B + R_C} \frac{N_B N_A}{R_A + \frac{R_B R_C}{R_B + R_C}}, M_{CB} = \frac{R_A}{R_B + R_A} \frac{N_C N_B}{R_C + \frac{R_B R_A}{R_B + R_A}}, M_{AC} = \\ &= \frac{R_B}{R_B + R_C} \frac{N_C N_A}{R_A + \frac{R_B R_C}{R_B + R_C}}, M_{BC} = \frac{R_A}{R_A + R_C} \frac{N_C N_B}{R_B + \frac{R_A R_C}{R_A + R_C}} \text{ とする。} \end{aligned}$$

相互インダクタンスは対称性を持つことから(5.8)式は(5.9)式で書き表すことができる。

$$\begin{bmatrix} \varphi_A(t) \\ \varphi_B(t) \\ \varphi_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_A & -M_{AB} & -M_{CA} \\ -M_{AB} & L_B & -M_{BC} \\ -M_{CA} & -M_{BC} & L_C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{LA}(t) \\ i_{LB}(t) \\ i_{LC}(t) \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

三相インダクタの自己インダクタンスを  $L_A, L_B, L_C$ , 相互インダクタンスを  $M_{AB}, M_{BC}, M_{CA}$  とすると, 各相のインダクタ電圧  $v_{LA}, v_{LB}, v_{LC}$  はインダクタ電流  $i_{LA}(t), i_{LB}(t), i_{LC}(t)$  を用いて(5.10)~(5.12)式で与えられる。

$$v_{LA}(t) = L_A \frac{di_{LA}(t)}{dt} - M_{AB} \frac{di_{LB}(t)}{dt} - M_{CA} \frac{di_{LC}(t)}{dt} \quad (5.10)$$

$$v_{LB}(t) = -M_{AB} \frac{di_{LA}(t)}{dt} + L_B \frac{di_{LB}(t)}{dt} - M_{BC} \frac{di_{LC}(t)}{dt} \quad (5.11)$$

$$v_{LC}(t) = -M_{CA} \frac{di_{LA}(t)}{dt} - M_{BC} \frac{di_{LB}(t)}{dt} + L_C \frac{di_{LC}(t)}{dt} \quad (5.12)$$

(5.9)~(5.12)式は電流に制約条件を持たないインダクタ電圧と電流の関係式である。本研究では三相 3 線式のインバータ回路を対象としているため, (5.13)式に示す, 三相 3 線式の相電流の制約条件を用いる。また, 外側脚の磁気抵抗  $R_B =$

$R_C = R$ , 巻数 $N_A = N_B = N_C = N$ とすると, (5.10)～(5.12)式は(5.14)～(5.16)式に書き直すことができる。

$$i_{LA}(t) + i_{LB}(t) + i_{LC}(t) = 0 \quad (5.13)$$

$$v_{LA}(t) = \frac{(2R + R_A)}{R(R + 2R_A)} N^2 \frac{di_{LA}(t)}{dt} + \frac{(R - R_A)}{R(R + 2R_A)} N^2 \frac{di_{LB}(t)}{dt} \quad (5.14)$$

$$v_{LB}(t) = \frac{(2R + R_A)}{R(R + 2R_A)} N^2 \frac{di_{LB}(t)}{dt} + \frac{(R - R_A)}{R(R + 2R_A)} N^2 \frac{di_{LC}(t)}{dt} \quad (5.15)$$

$$v_{LC}(t) = \frac{(2R + R_A)}{R(R + 2R_A)} N^2 \frac{di_{LC}(t)}{dt} + \frac{(R - R_A)}{R(R + 2R_A)} N^2 \frac{di_{LB}(t)}{dt} \quad (5.16)$$

次に各相のインダクタに生じる最大電圧振幅 $\dot{V}_{LA}$ ,  $\dot{V}_{LB}$ ,  $\dot{V}_{LC}$ について導出する。各相に流れるインダクタ電流を $i_{LA}(t) = I_L \cos(\omega t)$ ,  $i_{LB}(t) = I_L \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right)$ ,  $i_{LC}(t) = I_L \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right)$ とすると, 最大電圧振幅 $\dot{V}_{LA}$ ,  $\dot{V}_{LB}$ ,  $\dot{V}_{LC}$ はそれぞれ,  $\omega t = 0$ ,  $\omega t = \frac{2}{3}\pi$ ,  $\omega t = -\frac{2}{3}\pi$ の時に得られるため, 以下のように示すことができる。

$$\dot{V}_{LA} = \left( \frac{(2R + R_A)}{R(R + 2R_A)} N^2 + \frac{(R - R_A)}{R(R + 2R_A)} N^2 \right) I_L \quad (5.17)$$

$$\dot{V}_{LB} = \left( \frac{(2R + R_A)}{R(R + 2R_A)} N^2 + 0.5 \frac{(R - R_A)}{R(R + 2R_A)} N^2 \right) I_L \quad (5.18)$$

$$\dot{V}_{LC} = \left( \frac{(2R + R_A)}{R(R + 2R_A)} N^2 + 0.5 \frac{(R - R_A)}{R(R + 2R_A)} N^2 \right) I_L \quad (5.19)$$

三相インダクタにおける各相の端子間におけるインダクタンス $L_{A0}$ ,  $L_{B0}$ ,  $L_{C0}$ は最大電圧振幅 $\dot{V}_{LA}$ ,  $\dot{V}_{LB}$ ,  $\dot{V}_{LC}$ とインダクタ電流振幅 $I_L$ より, (5.20)～(5.22)式で示すことができる。

$$L_{A0} = \frac{(2R + R_A)}{R(R + 2R_A)} N^2 + \frac{(R - R_A)}{R(R + 2R_A)} N^2 \quad (5.20)$$

$$L_{B0} = \frac{(2R + R_A)}{R(R + 2R_A)} N^2 + 0.5 \frac{(R - R_A)}{R(R + 2R_A)} N^2 \quad (5.21)$$

$$L_{C0} = \frac{(2R + R_A)}{R(R + 2R_A)} N^2 + 0.5 \frac{(R - R_A)}{R(R + 2R_A)} N^2 \quad (5.22)$$

市販されている EE 形状の磁性体材料を用いた三相インダクタでは全ての磁脚の断面積が同一である場合が一般的であると考えるが[101], 磁脚の断面積と巻数が同一である条件では, 中心脚の磁気抵抗と外側脚の磁気抵抗の関係は $R_A = R$ とならない。

端子間のインダクタンス  $L_{B0} = L_{C0} = L$  とすると、端子間のインダクタンス  $L_{A0}$  との差分  $\Delta L$  は以下の式で示すことができる。

$$\Delta L = L_{A0} - L = 0.5 \frac{(R - R_A)}{R(R + 2R_A)} N^2 \quad (5.23)$$

なお、インダクタンス  $L_{A0}$  とインダクタンス  $L_{B0}$  (または  $L_{C0}$ ) の差分率  $\sigma$  については以下の式となる。

$$\sigma = \frac{\Delta L}{L_{A0}} \times 100 = \frac{0.5(R - R_A)}{3R} \times 100 \quad (5.24)$$

三相 PWM インバータに用いるフィルタインダクタのリアクタンス  $X$  はインダクタでの電圧降下を避けるため、負荷インピーダンスに対して小さく設計する。

本論では後述するが、インダクタの  $\%X$  を 2.4% として設計しており、図 5.5 に示す従来構造のインダクタは中心脚の磁気抵抗が  $L_{A0} = 0.54R$  となっている。この場合には端子間におけるインダクタンス  $L_{A0}$  と  $L_{B0}$  (または  $L_{C0}$ ) の値に約 7.7% 程度の差分率  $\sigma$  が、A 相と B 相 (または C 相) のインバータ出力電圧に 0.18% の差分率が生じるが、中心磁脚の磁気抵抗  $R_A$  と外側脚の磁気抵抗  $R$  の値が異なることによる三相電流のアンバランスへの影響は極めて少ないと考えられる。

そこで、以下の議論では三相インダクタを (5.20)～(5.22) 式に基づいて設計する。さらに、三相インダクタの構造を変化させ、各磁脚に励磁される磁束密度  $B$  に応じた磁性体生体材料を選定することで、三相インダクタの鉄損低減を行う。

各種磁性体材料の飽和磁束密度と比透磁率  $\mu_i$  の関係を図 5.4 に示す。飽和磁束密度が下がるにつれ、比透磁率  $\mu_i$  の値が大きくなることが分かる。また、Co 基盤アモルファス磁性体、センダスト材料、高純度鉄粉磁性体などの磁性体材料の違いによる鉄損評価では、飽和磁束密度が低い程、鉄損が低減する傾向が報告されている [97],[98]。したがって、インダクタの各磁脚に励磁される最大磁束密度をふまえて適切な磁性体材料を用いると鉄損を低減することができる。

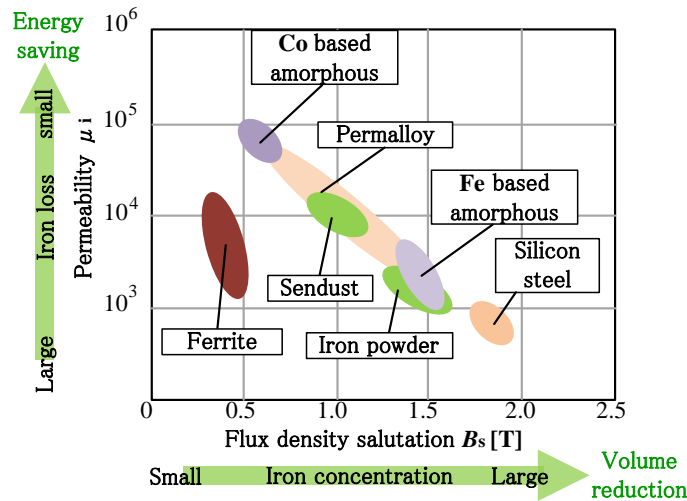


図 5.4 各種磁性体材料の特性

### 5.1.2 インダクタの励磁に応じた磁性体材料の選定

図 5.1 に示す三相 3 線式三相 PWM インバータにおいて、本論で評価装置として使用する 1kVA 出力のインバータに対応するフィルタインダクタを設計する。1kVA の三相 PWM インバータの仕様を表 5.1 に示す。三相インダクタの %X は 2.4p.u. とし、最大負荷時のインダクタ電流リップルが基本波に対して 20% になるように設計する。また、インバータの出力電力  $P_{out}$  は 221-835W の範囲で可変できるものとする。なお、以降の損失評価の議論では 835W を定格運転 1[p.u.] として表記する。

はじめに、単一の磁性材料(高純度鉄粉磁性体)を用いた場合の三相インダクタを図 5.5 に示す。一般的に販売されている三相インダクタと同様に全ての断面積が同一になるよう設計している[99]-[101]。

次に、三相インダクタの各磁路の磁束密度特性を考察し、複数の磁性材料(高純度鉄粉磁性体とセンダスト材料)を使用した三相インダクタについて検討を行う。図 5.4 に示したように高純度鉄粉磁性体とセンダスト材料を考えた場合、センダスト材料の鉄損は高純度鉄粉磁性体と比べて低い特性がある。また、センダスト材料の飽和磁束密度は高純度鉄粉磁性体より 30% 程低い[98]、単純に三相インダクタのすべての部位にセンダスト材料を使用して作成すると、高純度

鉄粉磁性体を用いた場合の三相インダクタよりも大型化する。

本論では、図 5.6 が示すように中心脚の断面積 $S_A$ を従来の構造よりも小さくし、各磁脚に励磁される磁束密度 $B$ を調節することで、複数の磁性材料（高純度鉄粉磁性体とセンダスト材料）を使用できる構造を提案する。なお、提案構造は中心脚の磁気抵抗 $R_A$ が $R_A = 0.77R$ となっているため、端子間におけるインダクタンス $L_{A0}$ とインダクタンス $L_{B0}$ (または $L_{C0}$ )の差分 $\Delta L$ が従来構造よりも減少し、インダクタンス $L_{A0}$ とインダクタンス $L_{B0}$ の差分率 $\sigma$ についても従来構造の 7.7%から 3.9%に改善する。

各磁脚に励磁される磁束密度 $B$ を調節する原理について説明する。インダクタに励磁される磁束密度 $B$ は(5.25)式で示されるように、インダクタ電圧 $v_L$ 、巻数 $N$ 、断面積 $S$ によって定義される。

$$B_n(t) = \frac{1}{NS_n} \int_0^T v_{Ln}(t) dt \quad (n = A, B, C) \quad (5.25)$$

図 5.6 が示す三相インダクタにおいて、中心脚の断面積 $S_A$ を小さくすると中心脚の磁気抵抗 $R_A$ が増加することから、(5.23)～(5.24)式が示すように同一の三相インダクタの値を得る為に巻数 $N$ を多く巻く必要がある。たとえば、各磁脚に励磁される磁束密度を回路シミュレータ(PSIM)より計算すると図 5.7 が示すように、中心脚の磁束密度 $B_A$ が増加し、外脚の磁束密度 $B_B$ 、 $B_C$ が低減する。中心脚の磁束密度の最大値と外脚の磁束密度の最大値に差を持たせることができる。高純度鉄粉磁性体とセンダスト材料を用いて三相インダクタを作成する場合は、両材料の最大飽和磁束密度の差は約 30%なので、中心脚の磁束密度 $B_A$ と外脚の磁束密度 $B_B$ の差が 30%となるように中心脚の断面積 $S_A$ を調整する。よって、図 5.6 に示した提案する三相インダクタは磁脚の一部に低損失材料が使用可能になり、単一の磁性体材料で作る従来の三相インダクタよりも鉄損を削減することが期待できる。

なお、本論文における提案構造のインダクタはインダクタの外観サイズ、インダクタンス値を従来構造のインダクタと同一にする設計をしている。比較検証はインダクタの最大容量以下の動作で行うため、インダクタの最大容量については同一ではないが、提案インダクタが 27.4VA、従来インダクタが 31.7VA であ

りほぼ同様である。また、提案インダクタは中心脚における銅線の巻線長が外側脚よりも小さいため、巻線抵抗の値が外側脚よりも小さい。ただし、インダクタの $\%X$ は2.4p.u.で設計しており、提案インダクタの中心脚と外側脚の巻線抵抗の違いによる $\%X$ の変動率は1.3%である。 $\%X$ の変動値は0.03p.u.となり、値が十分に小さいことから、巻線抵抗の違いによる電流アンバランスの影響は極めて小さい。

表 5.1 三相 PWM インバータ回路の回路定数

Input Voltage $E_d$	DC 350V
Output power $P_{out}$	221-835W
Output Frequency $f_o$	50Hz
Switching Frequency $f_{sw}$	20kHz
Modulation Ratio $M$	0.8
Output Filter Inductance $L_A, L_B, L_C$	2.52mH
Output Filter Capacitance $C_A, C_B, C_C$	10 $\mu$ F
Output resistance $R_A, R_B, R_C$	34 -141 $\Omega$

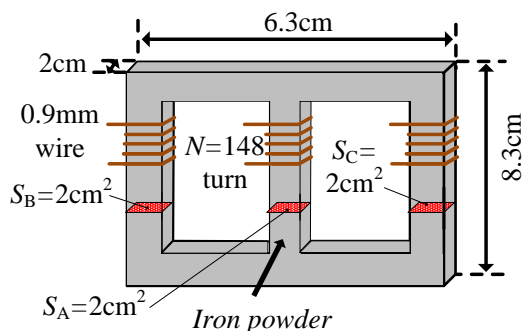


図 5.5 従来構造の三相インダクタ

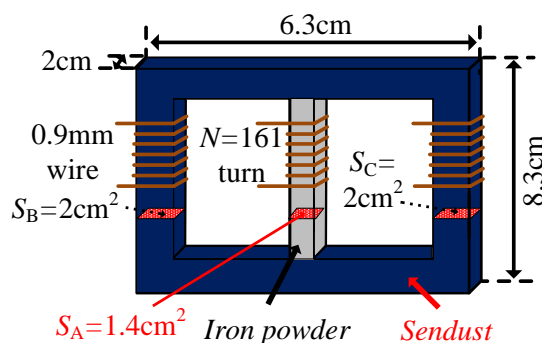


図 5.6 提案する複数の磁性体材料を用いた三相インダクタ

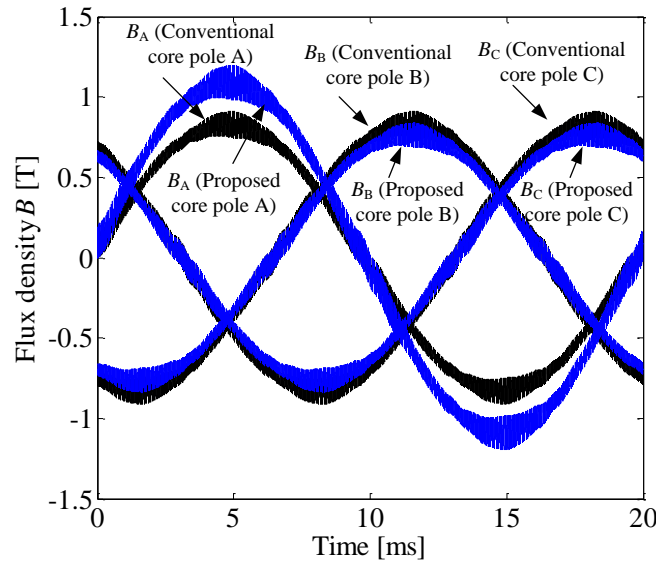


図 5.7 磁束密度の波形のシミュレーション

## 5.2 提案する三相インダクタを用いることによる三相 PWM インバータの効率向上効果の検証

図 5.1 および表 5.1 に示す三相 PWM インバータにおいて、既存の三相インダクタと提案インダクタを用いた場合の効率計算を行い、提案インダクタがインバータの低負荷運転時の効率向上に寄与できるかをシミュレーションにて検証する。

### 5.2.1 三相 PWM インバータの効率

三相 PWM インバータの効率 $\eta$ は(5.26)式に示す、インバータの電力 $P_{in}$ 、三相インダクタ全損失 $P_{Inductor}$ 、半導体デバイス損失 $P_{Device}$ を用いてより計算する。

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{in} - P_{Inductor} - P_{Device}}{P_{in}} \quad (5.26)$$

## 5.2.2 インダクタ全損失の計算

三相インダクタの全損失 $P_{\text{Inductor}}$ は巻線で発生する銅損 $P_{\text{Cu}}$ と磁性体部分で発生する鉄損 $P_{\text{Fe}}$ の合計値で示される。さらに、三相 PWM インバータ励磁下における三相インダクタの鉄損 $P_{\text{Fe}}$ は第 2 章で説明したように出力電流の低周波成分に起因する低周波鉄損 $P_{\text{LF}}$ と半導体デバイスのスイッチングによる電流リップル成分 $i_{\text{L(HF)}}$ に起因する高周波鉄損 $P_{\text{HF}}$ の合計値で示され、三相インダクタ全損失 $P_{\text{Inductor}}$ は(5.27)式で示される。

$$P_{\text{Inductor}} = P_{\text{Cu}} + P_{\text{Fe}} = P_{\text{Cu}} + P_{\text{LF}} + P_{\text{HF}} \quad (5.27)$$

ただし、鉄損 $P_{\text{Fe}}$ 、低周波鉄損 $P_{\text{LF}}$ 、高周波鉄損 $P_{\text{HF}}$ はヒステリシス損失、渦電流損失、残留損失といった全ての成分を含んでいる。

## 5.2.3 銅損の計算

三相インダクタの銅損 $P_{\text{Cu}}$ は巻線の抵抗値 $R_{\text{wire}}$ とインダクタ電流実効値 $I_{\text{L,RMS}}$ を用いて(5.28)式で示される。

$$P_{\text{Cu}} = 3R_{\text{wire}}I_{\text{L,RMS}}^2 = 3\rho \frac{Nl_{\text{turn}}}{S_{\text{wire}}} I_{\text{L,RMS}}^2 \quad (5.28)$$

ただし、 $\rho$ は巻線の抵抗率、 $S_{\text{wire}}$ は巻線の断面積、 $l_{\text{turn}}$ は巻線の平均ターン長とする。

次に表 5.1 に示す仕様の三相 PWM インバータにおける最大負荷から低負荷までの提案インダクタと従来インダクタの銅損 $P_{\text{Cu}}$ を(5.28)式を用いて計算する。

銅損 $P_{\text{Cu}}$ の計算結果を図 5.8 に示す。提案インダクタは従来インダクタよりも巻数が多いことから銅損 $P_{\text{Cu}}$ が微量ながら増加している。また、銅損 $P_{\text{Cu}}$ は(5.28)式が示すようにインダクタ電流実効値の 2 乗に比例することから、出力電力に対して比例している。



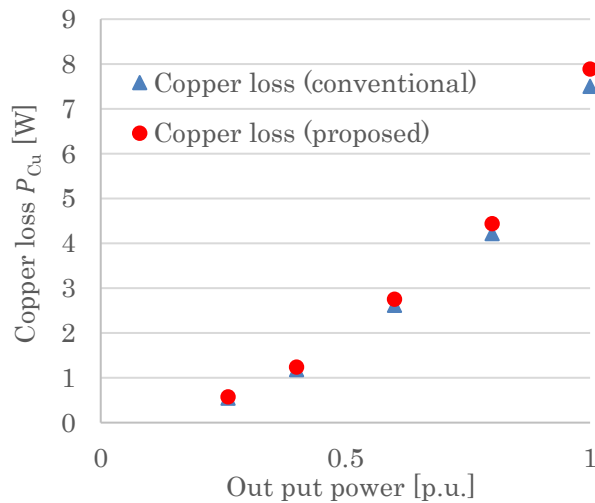


図 5.8 銅損の計算結果

## 5.2.4 低周波鉄損の計算

低周波鉄損 $P_{LF}$ の導出について言及する。低周波鉄損 $P_{LF}$ はフィルタインダクタの出力電流の低周波成分に起因する損失である。出力電流低周波成分の励磁波形は正弦波であることから、従来の鉄損計算で用いられてきた(3.1)式に示すスタインメッツの方程式から計算が可能である。

センダスト材料(HK-14D：東邦亜鉛)および高純度鉄粉磁性体(SK-14M：東邦亜鉛)の正弦波電圧励磁，励磁周波数 50Hz における最大磁束密度  $B_m$  に対する単位体積あたりの鉄損測定データ  $P_{LF}/V_e$  を図 5.9 に示す。高純度鉄粉磁性体とセンダスト材料の鉄損測定データを比べるとセンダスト材料は高純度鉄粉磁性体と比べて鉄損が低いことが分かる。

図 5.9 に示した鉄損測定データを(3.1)式でモデル化すると，高純度鉄粉磁性体の場合は  $k_i f^\alpha / V_e = 0.000516$ ， $\beta = 1.78$  となり，センダスト材料の場合は  $k_i f^\alpha / V_e = 0.0001096$ ， $\beta = 1.711$  となる。

高純度鉄粉磁性体とセンダスト材料において低周波鉄損 $P_{LF}$ のモデル化ができたので，表 5.1 に示す仕様の三相 PWM インバータにおける最大負荷から低負荷までの提案インダクタと従来インダクタにおける低周波鉄損 $P_{LF}$ を計算する。

PWM インバータ励磁下における両インダクタの低周波鉄損 $P_{LF}$ の計算結果を

図 5.10 に示す。提案インダクタは三相インダクタの一部に高純度鉄粉磁性体と比べて損失の小さい磁性体材料を使用していることから最大負荷時の低周波鉄損 $P_{LF}$ は 70%ほど小さくなっている。

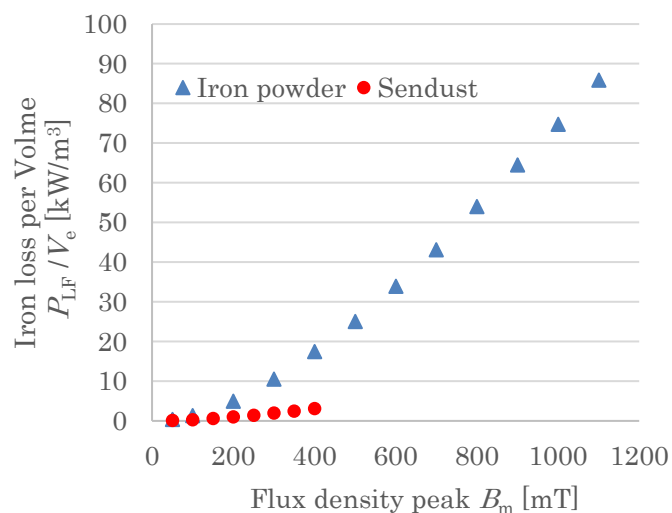


図 5.9 高純度鉄粉磁性体およびセンドスト材料における  
正弦波励磁の鉄損特性

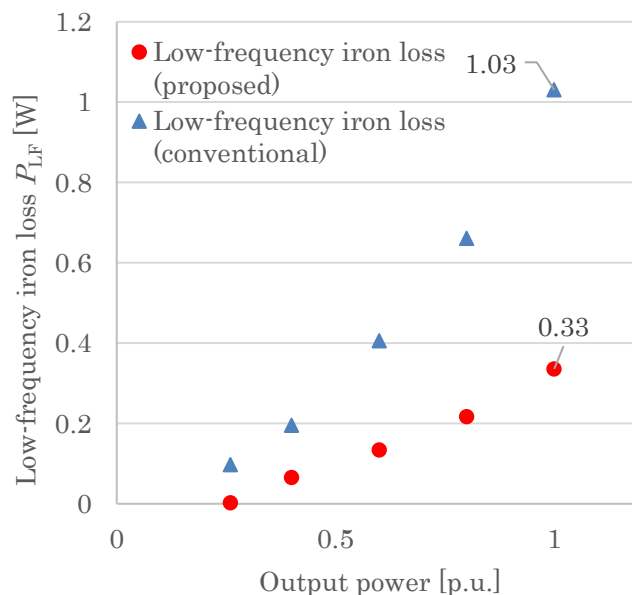


図 5.10 低周波鉄損の計算結果

## 5.2.5 高周波鉄損の計算

高周波鉄損 $P_{HF}$ は第4章で示した改良ロスマップ法を用いて計算する。本研究で使用するセンダスト材料(HK-14D：東邦亜鉛)および高純度鉄粉磁性体(SK-14M：東邦亜鉛)の磁束密度リプル $\Delta B=100\text{ mT}$ ，励磁周波数 $f=10\text{ kHz}$ における磁界バイアス特性を示したロスマップを図5.11に示す。高純度鉄粉磁性体は磁界バイアス成分による影響がセンダスト材料と比べて多く見られる。また，磁界バイアス $H_0=2000\text{ A/m}$ において，センダスト材料の鉄損は高純度鉄粉磁性体よりも約70%小さい。

次に表5.1に示す仕様の三相PWMインバータにおける最大負荷から低負荷までの提案インダクタと従来インダクタの高周波鉄損 $P_{HF}$ の計算結果を図5.12に示す。低周波鉄損 $P_{LF}$ の場合と同様に提案インダクタは損失の低い磁性体生体材料を用いることができるため，三相PWMインバータのスイッチングリプル成分に起因する高周波鉄損 $P_{HF}$ の値も小さいことがわかる。また，両インダクタともに高周波鉄損 $P_{HF}$ は図5.10が示す低周波鉄損 $P_{LF}$ 値と比べて大きいことから，三相PWMインバータ励磁下におけるフィルタインダクタの鉄損 $P_{Fe}$ は高周波鉄損 $P_{HF}$ が支配的であることが分かる。

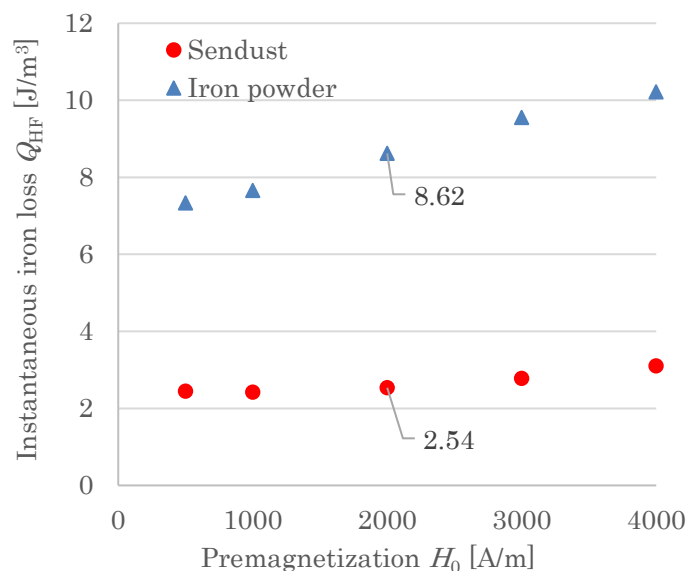


図 5.11 高純度鉄粉磁性体とセンダスト材料のロスマップ

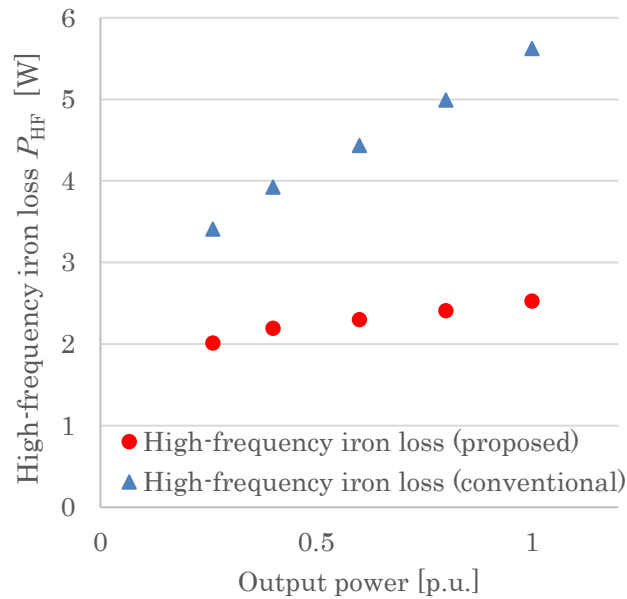


図 5.12 高周波鉄損の計算結果

## 5.2.6 フィルタインダクタの全損失

フィルタインダクタの銅損 $P_{Cu}$ 、低周波鉄損 $P_{LF}$ 、高周波鉄損 $P_{HF}$ の計算値を使用して、(5.27)式よりインダクタ全損失 $P_{Inductor}$ を導出する。

インダクタ全損失 $P_{Inductor}$ を図 5.13 に示す。提案インダクタは従来インダクタと比べてインダクタ全損失 $P_{Inductor}$ が低いことがわかる。今回の条件においては銅損 $P_{Cu}$ の差が少ないことから、低損失材料を用いることによる鉄損 $P_{Fe}$ の低減効果がインダクタ損失の低減につながっている。

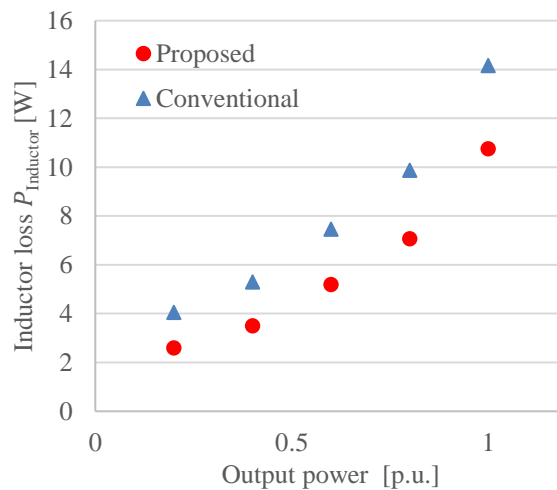


図 5.13 インダクタ損失の計算結果

## 5.2.7 半導体デバイスの損失

PWM 変調を用いた三相インバータ回路における半導体デバイスの損失 $P_{\text{Device}}$ は文献[102]で計算できることが知られ、MOSFET を用いたときの半導体デバイス損失 $P_{\text{Device}}$ は MOSFET の導通損失 $P_{\text{cond-MOS}}$ 、スイッチング損失 $P_{\text{sw}}$ 、還流ダイオードの導通損失 $P_{\text{cond-FWD}}$ 、逆回復リカバリ損失 $P_{\text{rr-FWD}}$ の 4 つの損失を用いて(5.29)式で示される。

$$P_{\text{Device}} = P_{\text{cond-MOS}} + P_{\text{sw}} + P_{\text{cond-FWD}} + P_{\text{rr-FWD}} \quad (5.29)$$

MOSFET の導通損失 $P_{\text{cond-MOS}}$ 、スイッチング損失 $P_{\text{sw}}$ 、還流ダイオードの損失 $P_{\text{cond-FWD}}$ 、逆回復リカバリ損失 $P_{\text{rr-FWD}}$ はそれぞれ(5.30)式～(5.33)式で示される。

$$P_{\text{cond-MOS}} = R_{\text{DS}} I_{\text{Q-RMS}}^2 \quad (5.30)$$

$$P_{\text{sw}} = \frac{f_{\text{carr}} E_{\text{MAX}}}{\pi} \quad (5.31)$$

$$P_{\text{cond-FWD}} = V_{\text{D-FWD}} I_{\text{D-AVE}} \quad (5.32)$$

$$P_{\text{rr-FWD}} = \frac{f_{\text{carr}} E_{\text{rr-MAX}}}{\pi} \quad (5.33)$$

ただし、 $R_{\text{DS}}$ は MOSFET のオン抵抗、 $I_{\text{Q-RMS}}$ は MOSFET を導通する電流実効値、 $f_{\text{carr}}$ はキャリア周波数、 $E_{\text{MAX}}$ は相電流の最大値におけるスイッチングによるジュール損、 $V_{\text{D-FWD}}$ は還流ダイオードの電圧降下、 $I_{\text{D-AVE}}$ はダイオードの電流平均値、 $E_{\text{rr-MAX}}$ は相電流の最大値における逆回復リカバリによるジュール損とする。

本論では三相 PWM インバータの半導体デバイスに Si-MOSFET (FK-20SM:Mitsubishi)を用いる。表 5.2 にデバイス損失の計算に用いるパラメータを示す。スイッチング損失 $E_{\text{MAX}}$ 及びダイオードリカバリ損失 $E_{\text{rr-MAX}}$ は実際のスイッチング損失の測定値よりモデル化した値であり、還流ダイオードの電圧降下 $V_{\text{D-FWD}}$ とオン抵抗 $R_{\text{DS}}$ はデータシートの値である。

最大負荷から低負荷までの半導体デバイス損失 $P_{\text{Device}}$ を図 5.14 に示す。半導体デバイス損失 $P_{\text{Device}}$ は(5.30)式～(5.33)式に示した各種損失に電流比例項を含

んでいることから出力電力に対して比例している。

表 5.2 MOSFET FK-20SM のパラメータ

Switching loss $E_{MAX}$	0.00035J (at 4A)
Diode recovery loss $E_{rr\_MAX}$	0.00026J (at 4A)
Flywheel diode voltage drop $V_{D-FWD}$	2V
On resistance $R_{DS}$	0.28 $\Omega$

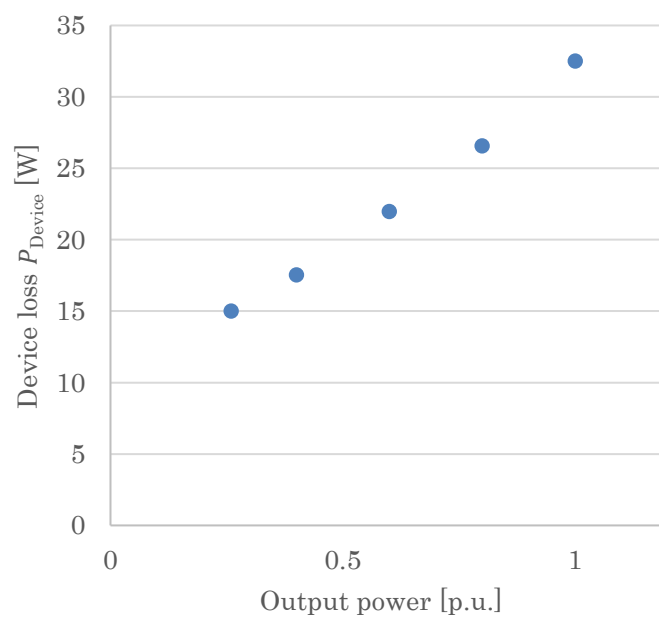


図 5.14 半導体デバイス損失の計算結果

### 5.2.8 三相 PWM インバータの電力変換効率の計算

三相 PWM インバータの最大負荷から低負荷までの電力変換効率 $\eta$ を計算したインダクタ全損失 $P_{\text{Inductor}}$ と半導体デバイス損失 $P_{\text{Device}}$ の値を用いて, (5.26)式より概算する。電力変換効率 $\eta$ の計算値を図 5.15 に示す。提案インダクタを用いると, 最大負荷では従来のインダクタを用いた場合と比べて約 0.4%効率が向上し, 最低負荷では約 0.7%効率が向上する。

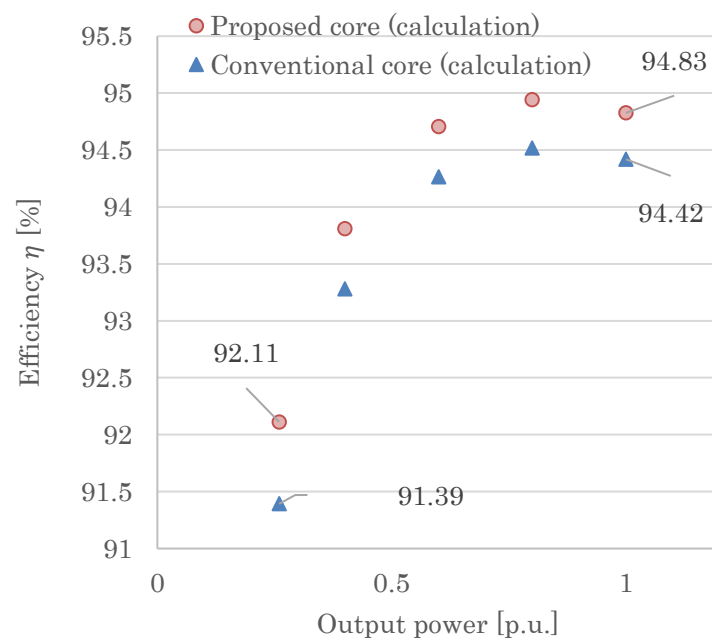


図 5.15 提案インダクタを用いることによる電力変換効率向上効果の推定

## 5.3 提案する三相インダクタを用いることによる三相 PWM インバータの効率向上効果の実験検証

図 5.1 および表 5.1 に示す三相 PWM インバータを用いて既存の三相インダクタと提案インダクタを用いた場合の電力変換効率の測定とその比較を行い、提案インダクタによる電力変換効率の向上効果を検証する。実際に試作した従来構造の三相インダクタと提案インダクタを図 5.16 に示す。三相インダクタは図 5.17 が示すように、E 型の絶縁ケースに直方体の磁性体材料を挿入し、ケース全体をバンドで固定して作製する。なお、異種材料間の接合には接着剤等を用いていない。

既存の三相インダクタと提案インダクタにおける定格出力電力時(1 p.u.)のインダクタ電流波形を図 5.18 及び、図 5.19 に示す。各相の電流リップルがほぼ同一であり、両インダクタともに三相全体の電流バランスが取れていることがわかる。

効率測定は高精度パワーメータ(PPA5530:Newtons4th)を使用し、直流入力側の消費電力値 $P_{in}$ と 2 電力系法によって測定した三相負荷の消費電力値 $P_{out1} + P_{out2}$ を用いて(5.34)式より導出する。

$$\eta = \frac{P_{out1} + P_{out2}}{P_{in}} \quad (5.34)$$

電力変換効率 $\eta$ の測定値と計算値を図 5.20 に示す。実験では提案インダクタを用いると、最大負荷では従来のインダクタを用いた場合と比べて約 0.7%効率が向上し、最低負荷では約 1%の効率向上が行われることを確認した。

次に三相 PWM インバータの各損失について分析を行う。実験回路で発生する三相インダクタのインダクタ全損失 $P_{Inductor}$ はインダクタ電圧および電流を 1 次巻線から検出することによって直接測定し、半導体デバイス損失 $P_{Device}$ は(5.35)式が示すようにインバータの全損失からインダクタ全損失 $P_{Inductor}$ の差をとることによって算出する。



$$P_{\text{Device}} = P_{\text{in}} - (P_{\text{out1}} + P_{\text{out2}}) - P_{\text{Inductor}} \quad (5.35)$$

各種損失の分析結果を図 5.21 に示す。はじめに半導体デバイス損失 $P_{\text{Device}}$ の計算値と測定値を比較する。計算値と測定値の差異は最大負荷時で 5.9%，最低負荷時で 15.6%であった。半導体デバイス損失 $P_{\text{Device}}$ における計算と測定の誤差要因として、測定値がキャパシタ等の寄生成分で発生する損失を含んでいることや、損失計算で用いるダイオードリカバリー損失の模擬が正確にできていないためだと考えられる。次にインダクタ全損失 $P_{\text{Inductor}}$ について計算値と測定値を比較する。従来コアにおける計算値と測定値の差異は最大負荷時で 13.1%，最低負荷時で 4.6%であった。一方で、提案コアの場合は最大負荷時で 5.1%，最低負荷時で 17.8%であった。損失値で比較すると、最大負荷で 2.1W の誤差，最低負荷で 0.39W の誤差である。計算値と測定値がおおむね一致していることから、インダクタ全損失 $P_{\text{Inductor}}$ の計算は妥当であると考えられる。

各負荷領域におけるインダクタ全損失 $P_{\text{Inductor}}$ に含まれている銅損 $P_{\text{Cu}}$ と鉄損 $P_{\text{Fe}}$ の割合を分析する。インダクタ全損失 $P_{\text{Inductor}}$ の分析結果を図 5.22 に示す。提案インダクタによるインバータの効率向上効果は、最大負荷時には銅損 $P_{\text{Cu}}$ がインダクタ全損失 $P_{\text{Inductor}}$ の 73.4%を占める為に小さいが、低負荷時には鉄損 $P_{\text{Fe}}$ がインダクタ全損失 $P_{\text{Inductor}}$ の 77.9%を占める為に大きい。その結果、低負荷の効率向上率は最大負荷時の効率向上率よりも 0.3 ポイント程高くなっている。

以上の結果より、提案インダクタによる鉄損低減効果が低負荷運転時のインバータの効率向上に有効であることを立証した。

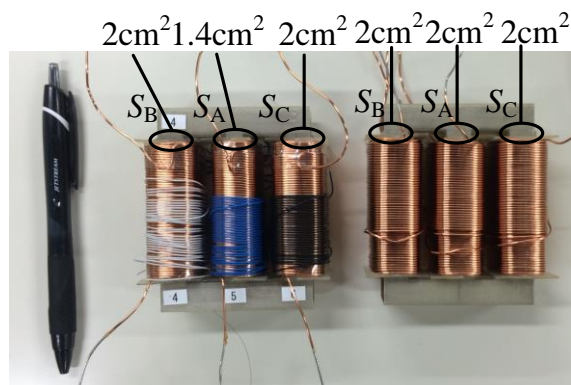


図 5.16 提案インダクタと従来インダクタ

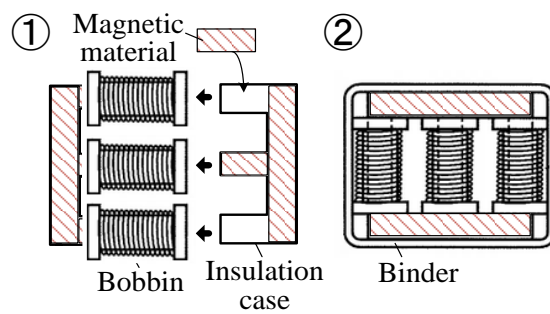


図 5.17 インダクタの製造プロセス

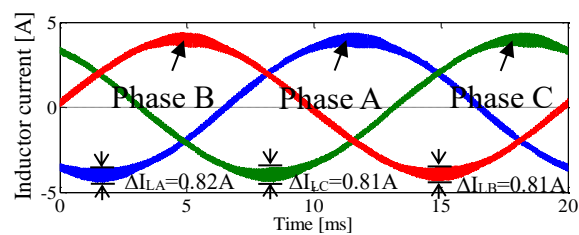


図 5.18 従来インダクタの各相におけるインダクタ電流波形

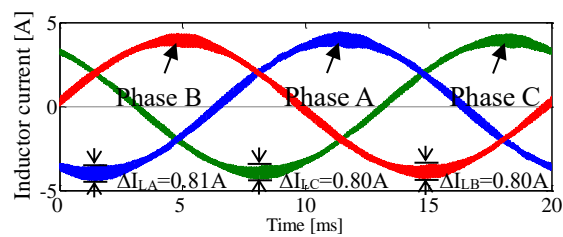


図 5.19 提案インダクタの各相におけるインダクタ電流波形

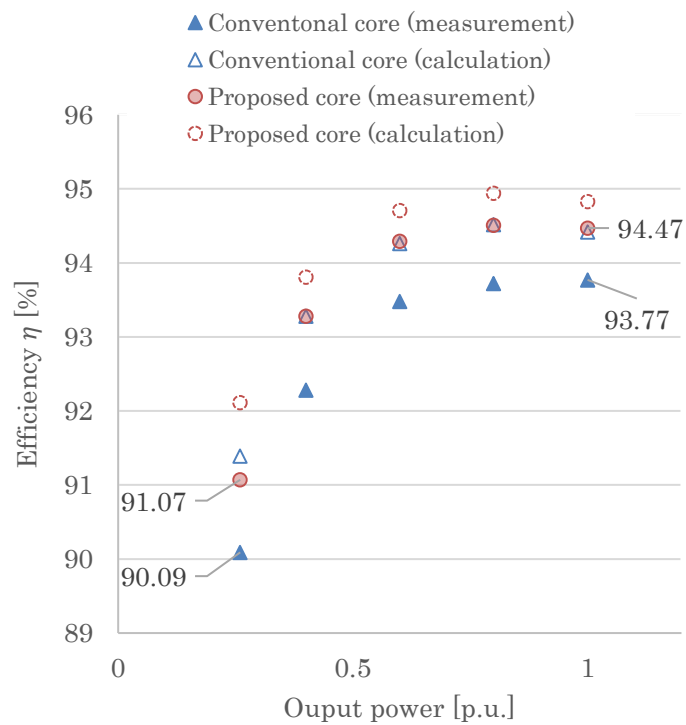


図 5.20 提案インダクタを用いることによる効率向上効果の実証

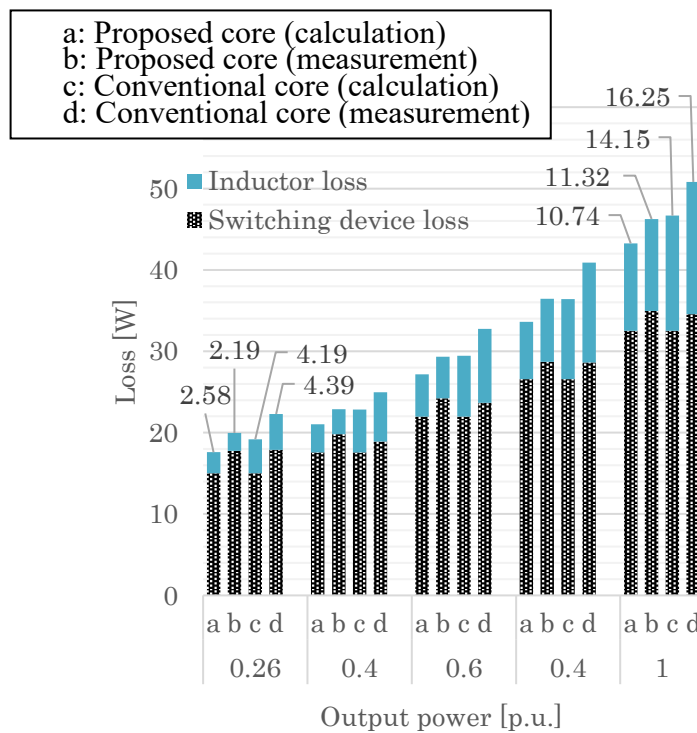


図 5.21 PWM インバータの損失分析

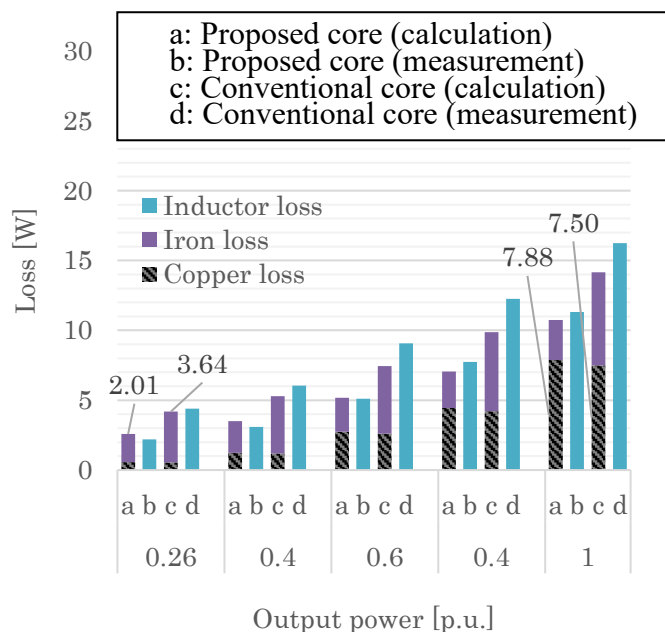


図 5.22 三相インダクタの損失分析

## 5.4 Y 型三相インダクタの開発

(5.20)～(5.22)式が示したように EE 型のコアは構造により，インダクタンス  $X_A$  と  $X_B$  (または  $X_C$ ) の値を揃えることが難しかった。そこで，すべての磁脚の磁気抵抗が等しくなるような Y 型三相インダクタを提案する。提案する Y 型インダクタを図 5.23 に示す。提案 Y 型インダクタすべての磁脚の磁気抵抗が等しいことから，(5.20)～(5.22)式が示した三相インダクタにおける各相のインダクタンス  $X_A, X_B, X_C$  は(5.36)式で示すことができる。

$$X_n = \frac{1.5}{R} N^2 \quad (n = A, B, C) \quad (5.36)$$

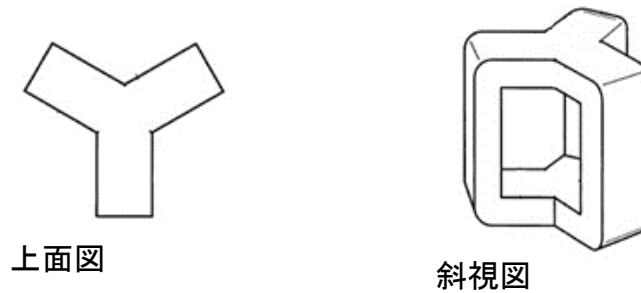


図 5.23 Y 型三相インダクタの鉄芯構造

### 5.4.1 Y 型三相インダクタと単相インダクタの性能比較

試作した Y 型三相インダクタと単相トロイダルインダクタ 3 個の寸法比較を図 5.24 に示す。試作した三相インダクタは特殊な形状であるが，東邦亜鉛株式会社の単相インダクタと部品を共有するモジュール設計を導入しているため安価に製造が可能である。

相間のインダクタンスの直流重畳特性を図 5.25 に示す。三相インダクタと単相トロイダルインダクタは相間インダクタンスが同等となるよう製作した。

三相インダクタは単相トロイダルインダクタと異なり，相互インダクタンスを利用出来ることから小型化と高性能化の両立が可能である。加えて，試作した三相インダクタはそれぞれの相間インダクタンスの値に差がないことから三相交流のアンバランスへの影響は極めて小さいと考えられる。

なお，試作インダクタは単相トロイダルインダクタ 3 つ分と比較して，直流巻線抵抗 47%削減，質量 37%削減，体積については 18%削減している。以上より，試作インダクタは単相インダクタを 3 つ使用するよりも電力変換器の高パワー密度化の観点で優位であることがわかる。

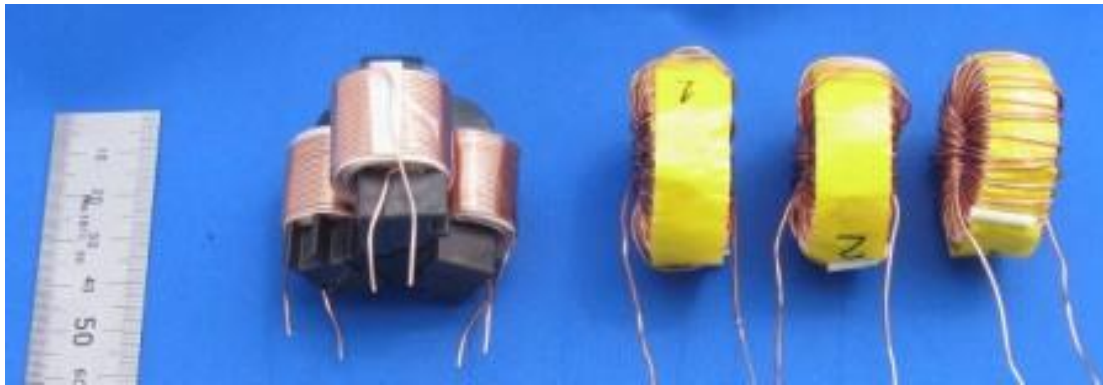


図 5.24 Y 型三相インダクタとトロイダルインダクタ

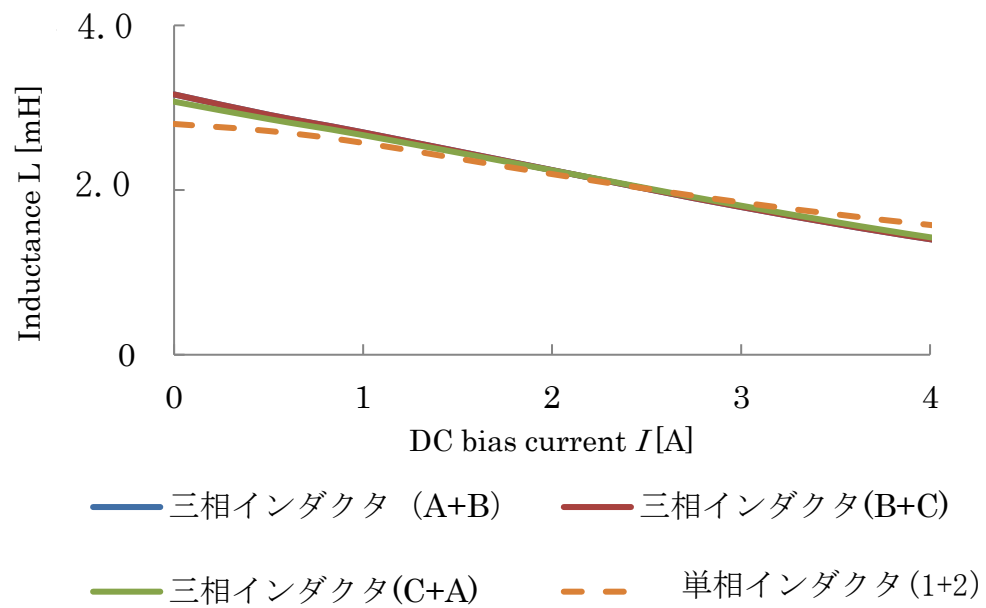


図5.25 インダクタンス値の直流重畳測定結果

---

## 5.5 まとめ

本章では、三相 PWM インバータに使用する三相インダクタの小型・低損失化について検討を行った。はじめに、三相 PWM インバータ励磁下における三相インダクタの構造とインダクタンス値の関係を磁気回路解析によって明らかにし、複数の磁性体材料を組み合わせる構造をした三相インダクタを提案した。次に、1kVA の三相 PWM インバータにおいて既存の三相インダクタと提案インダクタを用いた場合の効率測定とその比較をシミュレーションにて検証し、提案インダクタを用いることによる低負荷時の効率向上効果を確認した。最後に、シミュレーションと同条件で実験を行い、提案インダクタは最大負荷において従来のインダクタと比べてインダクタの体積を同一としながらも約 0.7%効率が向上し、最低負荷においては約 1%の効率向上を確認した。複数の磁性体材料を組み合わせる三相インダクタが三相 PWM インバータの低負荷運転時の効率向上に寄与することをシミュレーションと実験より実証した。

---

## 第6章 鉄損モデルを用いたフィルタインダクタの鉄損評価

第4章では、ロスマップ法を改良することにより、三相PWMインバータ励磁下のフィルタインダクタにおける鉄損の評価が可能になった。改良ロスマップ法は高精度に鉄損計算を行う事ができるが、鉄損のデータポイントが離散的であるため、任意の当該のデータポイント以外の損失値は近傍の数値から補間計算する必要があるという問題がある。また、鉄損を構成するヒステリシス損失、渦電流損失、および残留損失の内訳が把握できないという問題もある。これは、PWMインバータの励磁条件に適した磁性材料を開発するための情報としては不十分である。そこで本章では鉄損を、ヒステリシス損失、渦電流損失、残留損失の各要素に分離表記する鉄損計算モデルを提案する。

### 6.1 ヒステリシス損失，渦電流損失，残留損失に分離表記する鉄損モデル

ヒステリシス損失、渦電流損失、残留損失を分離表記できる鉄損計算モデルについて検討を行う。ヒステリシス損失は磁性体材料の磁化遅れに伴う損失であり、極低周波励磁時の  $BH$  カーブの面積に相当する[103]。渦電流損失は磁性体内部に流れる電流によって発生する損失である。残留損失については磁性体の磁壁の変動によって発生した電流による損失である。それぞれの損失は特性が異なる[104]。

正弦波励磁下におけるヒステリシス損失、渦電流損失、残留損失を分離表記する鉄損モデルについては(6.1)式に示す Bertotti のモデルが知られている[71]。しかし、係数  $k_0$ ,  $k_1$ ,  $k_2$  が磁界バイアスを持たないときの値で固定されることに加えて、各係数の指数部も固定であることから鉄損モデルの柔軟性が低く、磁界



バイアス印加時の鉄損のモデル化には不向きである。

$$P = k_0 f \Delta B^2 + k_1 f^{1.5} \Delta B^{1.5} + k_2 f^2 \Delta B^2 \quad (6.1)$$

ただし、第 1 項はヒステリシス損失、第 2 項は残留損失、第 3 項は渦電流損失とする。

Vecchio によれば、図 6.1 に示すシート材料の単位長さ当たりの渦電流損失  $P_{\text{eddy}}$  は、厚さ  $L$  および  $y$  および  $z$  方向の無限大のシート材料は(6.2)式のようにモデル化することができる[105]。

$$P_{\text{eddy}} = \frac{2L\sigma^{0.5}\pi^{1.5}\Delta B^2}{\sqrt{\mu}} \left[ \frac{\sinh v - \sin v}{\cosh v - \cos v} \right] f^{1.5} \quad (6.2)$$

$$v = L\sqrt{2\pi\sigma\mu f} \quad (6.3)$$

ここで、 $\sigma$  は磁性材料の導電率、 $\mu$  は磁性材料の透磁率、 $L$  は磁性材料の厚みである。小さな  $v$  の場合(すなわち、 $\left[ \frac{\sinh v - \sin v}{\cosh v - \cos v} \right]$  が 1 より小さい場合)渦電流損失のような標準的な様に磁束が浸透している古典的な渦電流損失式となる。なぜならば(6.2)式の項( $\left[ \frac{\sinh v - \sin v}{\cosh v - \cos v} \right]$ )は  $f^{0.5}$  に比例するためである。一方、大きな  $v$  の場合、(すなわち、 $\left[ \frac{\sinh v - \sin v}{\cosh v - \cos v} \right]$  が約 1 である場合)渦電流損失  $P_{\text{eddy}}$  の特性は  $f^{1.5}$  に比例する特性となる[105]。たとえば商用変圧器の渦電流計算の場合は励磁周波数が 50Hz または 60Hz であるため、 $v$  が小さくなり渦電流損失特性は従来の  $f^2$  に比例する特性となる。しかし、電力変換器では、kHz～MHz の周波数がインダクタに励磁されるため渦電流損失  $P_{\text{eddy}}$  は  $f^{1.5}$  に比例する特性となる。

以上を踏まえて、電力変換器に使用するインダクタの鉄損計算には Bertotti の物理モデルの代わりに渦電流損失と残留損失が(6.4)式のように組み合わされた鉄損モデルを提案する。

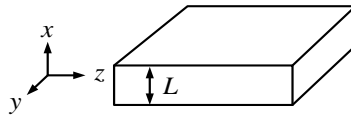


図 6.1  $y$  軸、 $z$  軸方向に無限の長さがある厚さ  $L$  の磁性体シート

$$P = a_0 f \Delta B^\zeta + a_1 f^\gamma \Delta B^\delta \quad (6.4)$$

第 1 項はヒステリシス損失を示し、第 2 項は渦電流損失と残留損失の合計である複合渦電流損失である。係数 $a_0$ ,  $a_1$ ,  $\gamma$ ,  $\delta$ については鉄損測定データより抽出する。係数 $\gamma$ と $\delta$ については 1.5 と 2.0 の間をとる。なお、係数 $\zeta$ はヒステリシス損失のモデル化を容易にするために 1.5 と 2.5 の間をとる[106]。

提案モデルは、Bertotti モデルの渦電流損失と残留損失の項が 1 つの項に結合されているが、渦電流損失と残留損失の割合を知ることができる。すなわち、係数 $\gamma \doteq 1.5$  の場合には残留損失が支配的であり、係数 $\gamma \doteq 2.0$  の場合には渦電流損失が支配的である。

鉄損モデルの係数は鉄損の測定データより最小二乗法を用いて導出する。図 6.2 に降圧チョッパ励磁下で測定された高純度鉄粉磁性体の鉄損データより得られた提案モデルの係数を示す。なお、係数 $a_0$ ,  $a_1$ は励磁周波数 1kHz で正規化している。係数 $\gamma$ は常に 1.5 であり、係数 $\delta$ も常に 2.0 である。係数 $a_1$ はほぼ一定であるが、ヒステリシス損失の係数 $a_0$ は、磁界バイアス  $H_0$  に依存して増加する。また、係数 $\gamma$ は常に 1.5 であるため、複合渦電流損の内訳はほぼ残留損失である。この材料では係数 $a_0$ ,  $a_1$ の関係が $a_0 \gg a_1$ となるため、ヒステリシス損失が支配的である。

提案モデルと i<sup>2</sup>GSE を用いて、降圧チョッパ励磁下で測定された鉄損をモデル化する。磁束密度リプル  $\Delta B=300\text{mT}$ 、励磁周波数  $f=10\text{kHz}$  および  $f=30\text{kHz}$  における鉄損の測定とモデルの結果を図 6.3 に示す。提案モデルは磁界バイアス  $H_0$  の影響下でも鉄損を高精度にモデル化することができる。また、測定値と計算値の誤差率については、磁界バイアス  $H_0=4000\text{A/m}$ 、励磁周波数  $f=30\text{ kHz}$  の場合において、i<sup>2</sup>GSE の 41.2%から 4.8%に減少している。

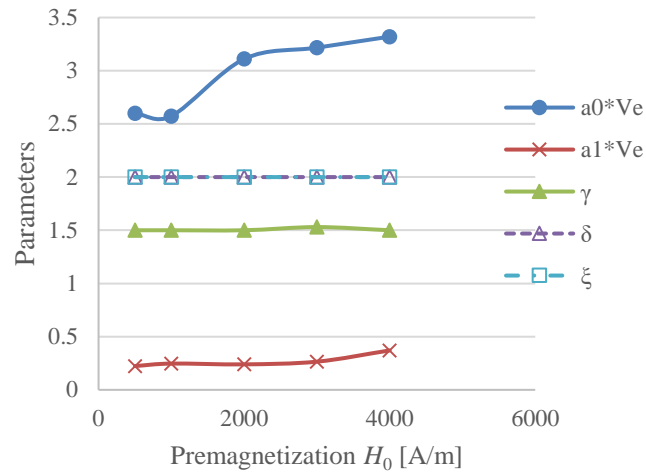


図 6.2 高純度鉄粉磁性体のロスマップより抽出した提案鉄損モデルの係数

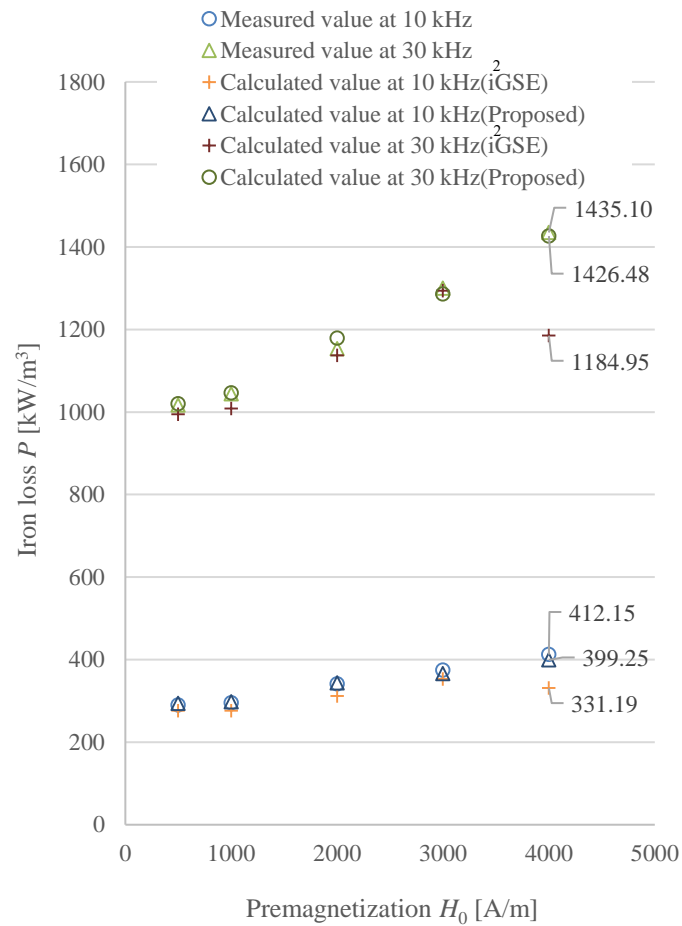


図 6.3 提案モデルの鉄損計算結果  
(磁束密度リプル  $\Delta B = 300$  mT)

## 6.2 鉄損モデルによる PWM インバータ励磁下のフィルタインダクタ鉄損の計算

ILA で測定した鉄損の値を基準値として、提案する鉄損モデルの計算精度を検証する。

### 6.2.1 PWM インバータ励磁下の鉄損計算手法

提案モデルでも PWM インバータ励磁下における鉄損は iGSE 方程式の Piecewise linear method の原理を利用する。図 3.1 のような磁束密度波形の鉄損を考える場合、ヒステリシス損失の計算は(3.4)式に示す iGSE のスタインメッツ係数  $\alpha$  と  $\beta$  を  $\alpha=1$  及び  $\beta=2$  としてそれぞれ代入し、 $k_i$  については磁界バイアス  $H_0$  に適合させるために  $a_0$  を代入する。ヒステリシス損失は(6.5)式で計算できる。

$$\begin{aligned} P_{\text{HF(abc\_hysteresis)}} &= P_{\text{ab(hysteresis)}} + P_{\text{bc(hysteresis)}} \\ &= \frac{1}{2} a_0 (2f_{\text{ab}}) \Delta B_{(\text{ab})}^2 + \frac{1}{2} a_0 (2f_{\text{bc}}) \Delta B_{(\text{bc})}^2 \end{aligned} \quad (6.5)$$

複合渦電流損失の計算についても同様に、(3.4)式のスタインメッツ係数  $\alpha$  および  $\beta$  を、それぞれ  $\gamma$ ,  $\delta$  とする。 $k_i$  は磁界バイアス  $H_0$  に適合させるために  $a_1$  を代入する。渦電流損失と残留損失の合計損失は(6.6)式で計算できる。

$$\begin{aligned} P_{\text{HF(abc\_another)}} &= P_{\text{ab(another)}} + P_{\text{bc(another)}} \\ &= \frac{1}{2} a_1 (2f_{\text{ab}})^\gamma \Delta B_{(\text{ab})}^\delta + \frac{1}{2} a_1 (2f_{\text{bc}})^\gamma \Delta B_{(\text{bc})}^\delta \end{aligned} \quad (6.6)$$

これらより、区間 a-c で発生する鉄損はヒステリシス損失とその他の損失の合計値で示され、(6.7)式で計算できる。

$$P_{\text{HF(abc)}} = P_{\text{HF(abc\_hysteresis)}} + P_{\text{HF(abc\_another)}} \quad (6.7)$$

また、三相 PWM インバータ励磁下におけるフィルタインダクタ鉄損の計算において、 $dB/dt$  の符号が同一時に  $dB/dt$  が変化する区間では、4 章の改良ロスマップ法によるフィルタインダクタの鉄損計算で用いた等価周波数の補正で対応する。

## 6.2.2 三相 PWM インバータ励磁下におけるフィルタインダクタの瞬時鉄損と高周波鉄損の評価

図 6.4 の三相 PWM インバータ動作におけるフィルタインダクタの瞬時鉄損について ILA で測定した結果と改良ロスマップ法,  $i^2$ GSE 法, および(6.4)式の提案モデルで計算した結果を比較する。図 6.5 に三相 PWM インバータの出力電流正弦波一周期におけるインダクタの励磁波形を示す。次に, ILA, 改良ロスマップ法,  $i^2$ GSE 法, および提案モデルによる低周波出力電流 1 周期の瞬時鉄損の軌跡を図 6.6~図 6.8 に示す。改良ロスマップ法と提案モデルを用いた瞬時鉄損の計算結果は ILA を用いて得られた瞬時鉄損の測定結果とよく一致している。対照的に,  $i^2$ GSE 法による瞬時鉄損の計算結果はあまり一致していない。

高周波鉄損の計算結果と測定結果を表 6.1 に示す。提案モデルは鉄損を 3%未満の誤差で予測できている。提案モデルは  $i^2$ GSE 法よりも偏差が約 7%低減している。また, 今回の検証では改良ロスマップ法と比較しても, 提案モデルは高精度でより容易に鉄損計算ができた。さらに, 提案モデルでは鉄損がヒステリシス損失と複合渦電流損失に分離できる。分離した各種鉄損の値も図 6.8 にプロットされている。ヒステリシス損失の値は大きな変動が見られるが, 複合渦電流損失はほとんど変化していないことがわかる。

表 6.2 に提案モデルによって分離した高周波鉄損における各種鉄損の値を示す。高周波鉄損の分離結果によれば, 複合渦電流損の合計は約 30%を占めていることがわかる。この結果は鉄損計算だけでなく磁性材料の開発にも役立つと考えられる。

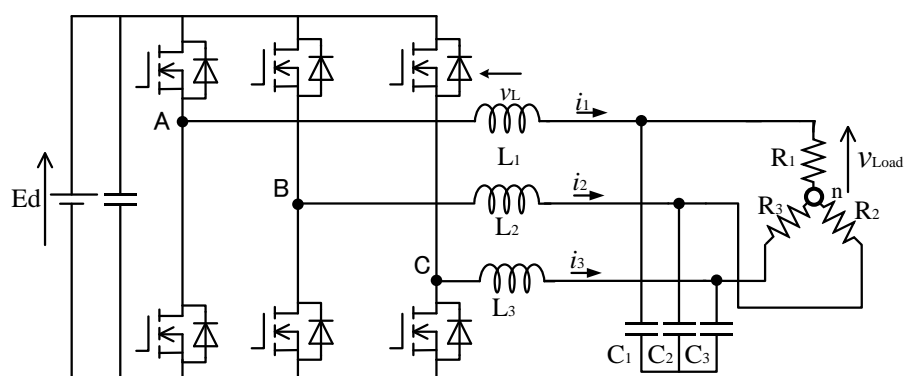
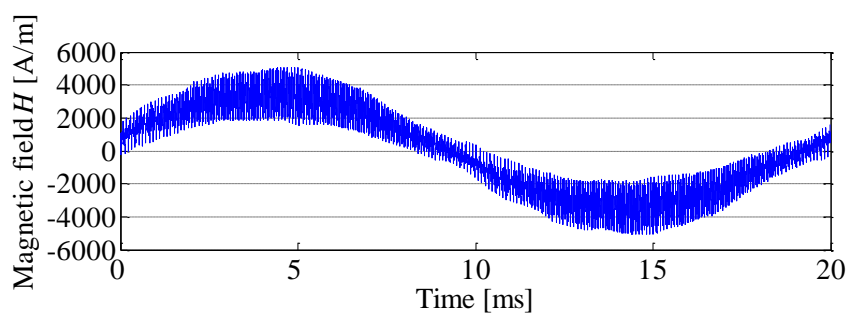
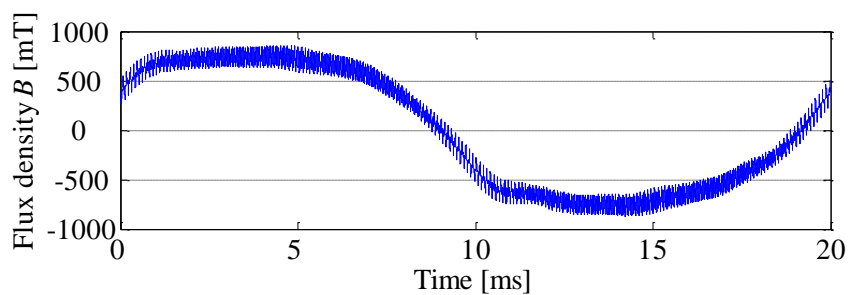


図 6.4 三相 PWM インバータ回路



(a) Magnetic field waveforms



(b) Flux density waveforms

図 6.5 ILA で測定した磁界強度と磁束密度の波形(三相 PWM インバータ)

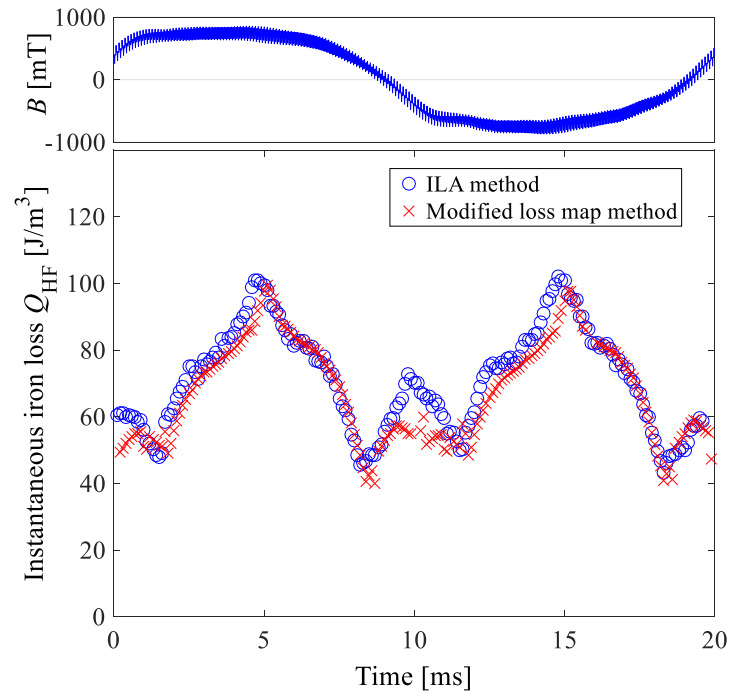


図 6.6 ロスマップ法による瞬時鉄損の計算結果

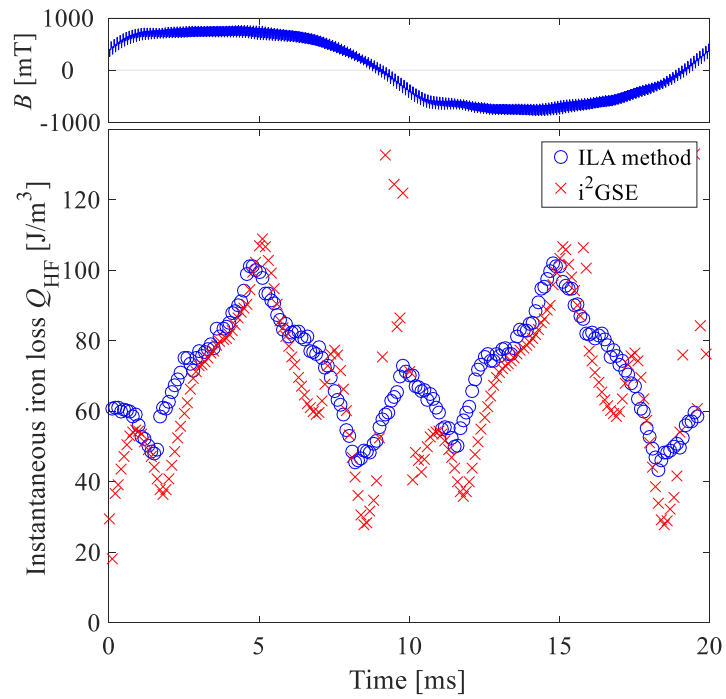


図 6.7  $i^2GSE$  による瞬時鉄損の計算結果

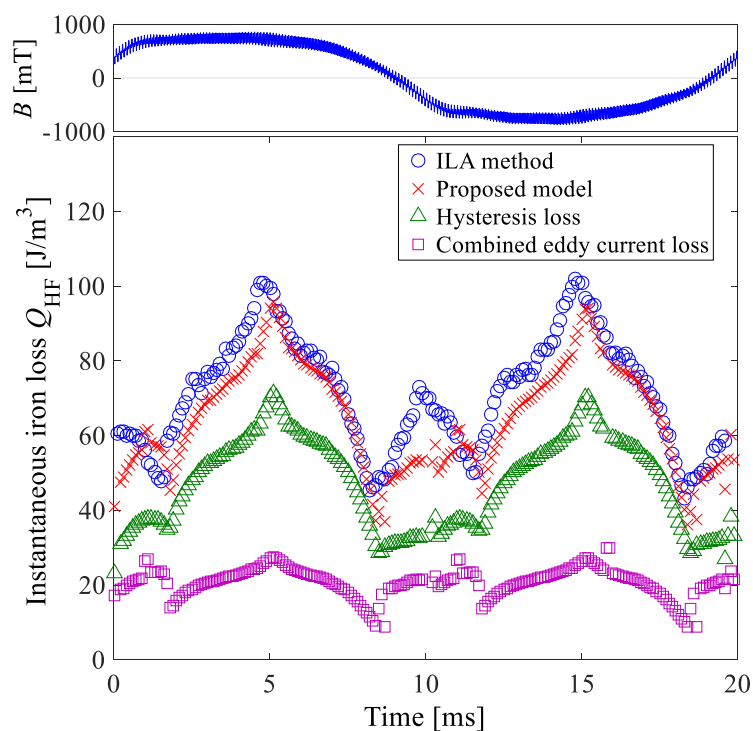


図 6.8 提案モデルによる瞬時鉄損の計算結果

表 6.1 各種鉄損計算方式における高周波鉄損の計算値の比較

Condition	High-frequency iron loss [W]	Difference [%]
Measured value	3.10	Reference value
Modified loss map method	3.02	2.60
i <sup>2</sup> GSE	3.41	10.00
Proposed model	3.03	2.25

表 6.2 提案モデルによって分離した各種鉄損の値

Measured value [W]	Calculated total loss [W]	Hysteresis loss [W]	Combined eddy current loss [W]
3.10	3.03	2.11	0.92



---

## 6.3 まとめ

矩形波電圧，磁界バイアス励磁下におけるインダクタの鉄損をヒステリシス損失，渦電流損失，残留損失に分離表記する新しい鉄損計算モデルを提案した。

はじめに，降圧チョッパ励磁下におけるフィルタインダクタの鉄損を提案した鉄損モデルでモデル化して精度を検証し，提案モデルが矩形波電圧，磁界バイアス励磁下におけるインダクタの鉄損を精度よくモデル化できることを立証した。次に，三相 PWM インバータ励磁下におけるフィルタインダクタの鉄損を提案した鉄損モデルによって計算した。提案モデルは ILA で得られた鉄損の測定値と比較して 3% の誤差内で鉄損を予測できることを示した。さらに，それぞれの鉄損の割合とその特徴について考察した。

---

## 第7章 総論

本研究では、電力変換器に使用するフィルタインダクタについて鉄損の高精度測定手法・計算手法を開発し、小型化・低損失化を可能とする三相インダクタの開発を行った。本研究の成果をまとめると以下のとおりである

### (1) PWM インバータ励磁下におけるフィルタインダクタ鉄損の測定方法

2 コイル法についてはじめに、鉄損の測定精度に影響を与える電圧と電流の位相について言及し、位相補正の手法について説明を行った。その後、2 コイル法を PWM インバータ用フィルタインダクタの鉄損測定に応用し、フィルタインダクタの出力電流の低周波成分に起因する低周波鉄損、スイッチングリップルに起因する高周波鉄損ならびにスイッチング周期毎の瞬時鉄損の測定手法について検討した。また、提案システムの妥当性を示すために高精度パワーメータで測定した鉄損値と比較し、2.6%の誤差で鉄損の測定ができた。

### (2) PWM インバータ励磁下におけるオープンマイナーループに起因するフィルタインダクタ鉄損の計算方法

単相 PWM インバータに対して三相 PWM インバータのフィルタインダクタの瞬時鉄損は、従来から用いられてきた **Piecewise linear method** の原理では大きな計算誤差が生じることを明らかにした。さらにその解決手法として、**Brockmeyer** らが考案した等価周波数原理を拡張した新たな鉄損計算手法（改良ロスマップ法）を開発した。これにより、計算誤差が従来手法の 21%程度から 2%以下に低減できることを立証した。

### (3) 鉄損推定方法を基にした小型化・低損失化を可能とするインダクタの開発

改良ロスマップ法を利用して小型化・低損失化を可能とする三相インダクタの開発を行った。EE 形状の三相インダクタについて、中心脚と側脚の磁路断面積を最適化し、さらに中心脚には飽和磁束密度の高い高純度鉄粉磁性体を、側脚

---

には飽和磁束密度が低い低損失特性に優れたセンダスト材料を用いた新たな三相インダクタを考案した。出力電力 1 kW の三相 PWM インバータを用いて開発したインダクタの評価を行った結果、提案インダクタはインバータ低出力時の効率改善を 1% 以上改善できることを実証した。さらに、各磁脚の磁気抵抗が均一となる Y 形状の三相インダクタを考案し、単相インダクタを 3 組使用する場合と比較して体積は 18%、重量は 37%、直流抵抗成分は 47% の低減効果を持ち、小型低損失化手法として極めて有望であることを実証した。

#### (4) 電力変換器の励磁条件に適した磁性材料を開発するための鉄損計算モデル

改良ロスマップ法は高精度に鉄損計算を行う事ができるが、鉄損のデータポイントが離散的であるため、任意の当該のデータポイント以外の損失値は近傍の数値から補間計算する必要があるという問題があった。さらに、鉄損の主要成分であるヒステリシス損失、渦電流損失、および残留損失の内訳が把握できないという問題もある。そこで、鉄損を構成する各損失成分を分割して表記できる新しい鉄損モデルと表記式を考案し、提案モデルは改良ロスマップ法と同等の精度で鉄損計算が可能であることを示した。さらに提案モデルを用いて鉄損の磁界バイアス依存性を評価したところ、ヒステリシス損失は磁界バイアス依存性を多く受ける一方で、渦電流損失はバイアス依存性が低いことを明らかにした。これらの知見は、今後の磁性体の特性改良に有効に活用できるものと考えられる。

今後の課題を以下に示す。

##### ① ギャップ付きインダクタの鉄損評価

本研究で行った鉄損はインダクタにギャップが無い状態で評価していた。インダクタにギャップを設ける場合は磁性体内部の磁束密度分布がギャップ無しの場合と異なるため鉄損の値が異なる可能性があり、これに対応した鉄損の計算手法の開発が必要である。

---

② 巻線に生じる銅損を考慮したフィルタインダクタの最適設計

5 章における小型・低損失な三相インダクタに関する研究では巻線に生じる銅損について表皮効果や近接効果を考慮していなかった。さらに、インダクタの巻線にも Litz wire, Edgewise coil, Foil coil など様々な選択肢がある。更なる高パワー密度化の達成のためには電力変換器のアプリケーション毎の磁性体材料の選定法に加えて適切な巻線材料法に関する研究が必要である。

③ インダクタの等価回路モデル化

インダクタの等価回路は  $L, C, R$  素子で構成されるが、これまでフィルタインダクタの鉄損が予測できなかったことから、 $R$  成分の選定ができなく正確な等価回路モデルができなかった。本研究の成果を応用して等価回路を用いれば、電力変換器の過渡特性解析や安定性解析などの高度化に展開できると考える。

---

## 参考文献

- [1] 経済産業省：「平成 25 年度エネルギーに関する年次報告（エネルギー白書 2014）」, 2014.
- [2] 経済産業省：「省エネルギー技術戦略 2011」, 2011.
- [3] 経済産業省：「省エネルギー技術戦略 2016」, 2016.
- [4] 経済産業省：「太陽光発電システム等の普及動向に関する調査」, 2013
- [5] Danish Energy Agency, “Energy and Climate Policies beyond 2020 in Europe - Overall and selected countries,” pp. 1-50, 2015.
- [6] Google littee box charenge, <https://littleboxchallenge.com/>
- [7] Y. Lei, C. Barth, S. Qin, W.-C. Liu, I. Moon, A. Stillwell, D. Chou, T. Foulkes, Z. Ye, Z. Liao, and R. Pilawa-Podgurski, “A 2-kW Single-Phase Seven-Level Flying Capacitor Multilevel Inverter With an Active Energy Buffer,” IEEE Trans. Power Electron., vo;. 32, pp. 8570-8581, 2017.
- [8] R. C. N. Pilawa-Podgurski, C. Barth, and W.-C. Liu, “UIUC Pilawa Group – 545-rk37Vu-57827,” Little Box Challengue, 2015.
- [9] ZVEI:Die Elektroindustrie, “48-Volt-Bordnetz – Schlüsseltechnologie auf dem Weg zur Elektromobilität,”
- [10] VDA, “VDA Empfehlung 320, Elektrische und elektronische Komponenten im Kraftfahrzeug 48V-Bordnetz, Anforderungen und Prüfungen, August 2014,” 2014
- [11] T. A. Burress, S. L. Campbell, C. L. Coomer, C. W. Ayers, A. A. Wereszczak, J. P. Cunningham, L. D. Marlino, L. E. Seiber, H. T. Lin, “EVALUATION OF THE 2010 TOYOTA PRIUS HYBRID SYNERGY DRIVE SYSTEM,” 2011.
- [12] B. Vafakhah and L. Chen, “Practical Design and Thermal Challenges of High Power DC-DC Converters in Hybrid Electric Vehicles (HEVs),” IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012.
- [13] SIEMENS Press, “Electric motor sets two speed records”, PR2017040256COEN, Munich, 2017.

- 
- [14] SIEMENS Press, “World's first electrically powered boat for fish farming goes into operation in Norway,” PR2017020187PDEN, Nuremberg, 2017.
- [15] Gogoro, “SMARTSCOOTER™ SPEC SHEET”
- [16] J. G. Koomey, “GROWTH IN DATA CENTER ELECTRICITY USE 2005 TO 2010 Analytics Press,” Analytics Press, 2011.
- [17] ミック経済研究所：「2013～2019 年度のデータセンター市場／データセンター消費電力量の推移予測」, 2015.
- [18] 日本データセンター協会：「データセンターファシリティスタンダードの概要」, 2010
- [19] R. L. Sawyer, “Making Large UPS Systems More Efficient,” APC white paper 108
- [20] 独立行政法人新エネルギー・産業技術総合開発機構：「グリーンネットワーク・システム技術研究開発プロジェクト（グリーン I T プロジェクト）／エネルギー利用最適化データセンタ基盤技術の研究開発／データセンタの電源システムと最適直流化技術の開発」, 2013.
- [21] 大橋 弘通：「最新のパワーデバイスの動向--シリコンパワーデバイスの限界と突破技術」, 電気学会誌, Vol.122, No.3, pp.168-171, 2002.
- [22] K.Yamada, E.Yamamoto, K.Ide, H.Iura, M.inazumi, “Elemental Technologies in Inverter Drivers,” Yasukawa technical review 275, 2010.
- [23] Braham Ferreira, “Power Electronics Drives the Future,” IEEE Power Electronics Magazine, 2015.
- [24] 山口 浩, 八尾 勉, 新井 和雄：「SiC デバイス関連技術」, 電気学会産業応用部門大会講演論文集 I, pp.51-54, 2005.
- [25] T. Friedli, “Comparative Evaluation of Three-Phase Si and SiC AC-AC Converter Systems” PhD thesis, ETH Zurich, 2010.
- [26] 山口 浩二：「小型軽量インバーターで電動化を加速！！出力密度 70kW/l, 50kW/kg の世界最小クラスのインバーターを開発 最新のパワーデバイスの動向」, IHI 技法, Vol.15, No.1, 2015.
- [27] 松井 康平, 佐々木 健介, 谷本 智, 村上 善則, 谷澤 秀和, 佐藤 伸二：「70kW/L All-SiC インバータの開発」, 電気学会 全国大会, No.4-145, 2013.

- 
- [28] D. Reusch and J. Glaser, “Improving DC-DC Converter Performance with GaN Transistors,” 2015.
- [29] Alex Lidow, David Reusch, John Glaser, “Getting from 48 V to Load Voltage: Improving Low Voltage DC-DC Converter Performance with GaN Transistors,” IEEE International Conference APEC 2016, Education seminar, 2016.
- [30] 周藤 龍, 中原 康希, 清水 敏久: 「PWM 制御による三相絶縁型双方向 DC/DC コンバータのソフトスイッチング動作範囲の拡大」, 電気学会論文誌 D (産業応用部門誌), vol. 135, no. 3, pp. 308-319, 2015.
- [31] ローム株式会社: 「SiC パワーデバイス SiC (シリコンカーバイド) とは?」, <http://micro.rohm.com/jp/techweb/knowledge/sic/s-sic/02-s-sic/4161>, 2016.
- [32] J. Kolar, M. Heldwein, H. Ertl, T. Friedli, and S. Round, “PWM Converter Power Density Barriers,” vol. 128, no. 4, pp. 1-14, 2008.
- [33] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins, “Power Electronics: Converters, Applications, and Design”, ISBN: 978-0471226932, Wiley, 2002.
- [34] NIPPON CHEMI-CON CORPORATION, “ALUMINUM ELECTROLYTIC CAPACITORS,” CAT.NO.1001U, 2017.
- [35] NICHICON CORPORATION, “ELECTRONIC COMPONENTS catalogue,” CAT.8100G
- [36] KEMET Electronics Corporation, “Capacitor Ordering Information Guide,” 2015
- [37] 浦田 一輝, 清水 敏久: 「各種コンデンサの特性評価及び比較」, 電気学会産業応用部門大会, 1-151, 2017
- [38] P. L. L. Dowell, “Effects of eddy currents in transformer windings,” Proc. Inst. Electr. Eng., vol. 113, no. 8, p. 1387, 1966.
- [39] J. Acero, R. Alonso, J. M. Burdío, L. A. Barragán, and D. Puyal, “Frequency dependent resistance in litz-wire planar windings for domestic induction heating appliances,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 21, pp. 856-866, 2006.
- [40] C. Carretero, J. Acero, and R. Alonso, “TM-TE decomposition of power losses in multi-stranded litz-wires used in electronic devices,” Progress In Electromagnetics Research, PIER, vol. 123, pp. 83-103, 2012.
- [41] I. Lope, C. Carretero, J. Acero, R. Alonso, and J. M. Burdio, “AC power losses model for planar windings with rectangular cross-sectional conductors,” IEEE

---

Transactions on Power Electronics, vol. 29, pp. 23-28, Jan. 2014.

- [42] X. Nan and C. R. Sullivan, "An improved calculation of proximity-effect loss in high-frequency windings of round conductors," IEEE 34th Annual Power Electronics Specialist Conference (PESC), 2003.
- [43] C. R. Sullivan, "Optimal choice for number of strands in a litz-wire transformer winding," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 14, pp. 283-291, 1999.
- [44] C. R. Sullivan, "Cost-constrained selection of strand diameter and number in a litz-wire transformer winding," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 16, pp. 281-288, 2001.
- [45] C. R. Sullivan, "Computationally efficient winding loss calculation with multiple windings, arbitrary waveforms, and two-dimensional or threedimensional field geometry," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 16, pp. 142-150, 2001.
- [46] X. Tang and C. R. Sullivan, "Stranded wire with uninsulated strands as a low-cost alternative to litz wire," presented at the IEEE 34th Annual Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03, 2003.
- [47] T. Guillod, J. W. Kolar, "Medium-Frequency Transformers for Smart Grid Applications: Challenges and Opportunities," SCCER-FURIES Annual Conference, 2016.
- [48] T. Guillod, J. Huber, F. Krismer, and J. W. Kolar, "Litz wire losses: Effects of twisting imperfections," IEEE 18th Work. Control Model. Power Electron. COMPEL 2017, no. Compel, 2017.
- [49] M. Kaymak, Z. Shen, and R. W. De Doncker, "Comparison of Analytical Methods for Calculating the AC Resistance and Leakage Inductance of Medium-Frequency Transformers," IEEE 17th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), 2016.
- [50] N. Soltan, Z. Shen, and R. W. De Doncker, "Design of series inductances for high-power DC-DC converters," 2015 Int. Conf. Renew. Energy Res. Appl. ICRERA 2015, vol. 5, no. 2, pp. 890-895, 2016.
- [51] M. Kaymak, Z. Shen, and R. W. De Doncker, "A New Winding Design Method for



---

Inductors and Transformers,” no. 2, 2016.

- [52] 居安 誠二, 清水 敏久, 石井 謙市朗 : 「単相電圧型 PWM インバータの鉄損評価および損失低減手法の検討」, 電気学会研究会, SPC-06-37, pp. 7-14, 2006.
- [53] 金 寛列, 和田 圭二, 清水 敏久, 高野 耕至, 石井 仁 : 「PWM インバータ用フィルタインダクタ鉄損の瞬時算出法」, 電気学会研究会, SPC-08-34, pp. 13-18, 2008.
- [54] H. Yamaji, T. Shimizu, K. Takano and H. Ishii, “Iron Loss Evaluation of AC Filter Inductor Core in a PWM Inverter,” EPE, CD-ROM, 2009.
- [55] T. Shimizu, K. Kakazu, T. Takano, and H. Ishii, “Verification of Iron Loss Calculation Method using a High-Precision Iron Loss Analyzer,” IEEJ, transaction vol. 133, no. 1, pp. 84-93, 2013.
- [56] A. Boglietti, A. Cavagnino, M. Lazzari, and M. Pastorelli, “Predicting Iron Losses in Soft Magnetic Materials With Arbitrary Voltage Supply: An Engineering Approach,” IEEE Trans. Magn., vol. 39, no. 2, 2003.
- [57] A. Boglietti, A. Cavagnino, T. L. Mthombeni, and P. Pillay, “Comparison of lamination iron losses supplied by PWM voltages: US and European experiences,” in Proc. IEEE Int. Electr. Machines Drives Conf., pp. 1431-1436, 2005.
- [58] A. Boglietti, P. Ferraris, M. Lazzari, and M. Pastorelli, “Change of the iron losses with the switching supply frequency in soft magnetic materials supplied by PWM inverter,” IEEE Trans. Magn., vol. 31, no. 6, pp. 4250-4252, 1995.
- [59] A. Boglietti, P. Ferraris, M. Lazzari, and F. Profumo, “Effects of different modulation index on the iron losses in soft magnetic materials supplied by PWM inverter,” IEEE Trans. Magn., vol. 29, no. 6, pp. 3234-3236, 1993.
- [60] A. Boglietti, P. Ferraris, M. Lazzari, and F. Profumo, “Iron losses in magnetic materials with six-step and PWM inverter supply,” IEEE Trans. Magn., vol. 27, no. 6, pp. 5334-5336, 1991.
- [61] A. Boglietti, P. Feimris, M. Lazzari, M. Pastorelli, “Influence of Modulation Techniques on Iron Losses with Single Phase AC DC converter,” IEEE Trans.

---

Magn., vol. 32, no. 5, pp. 4884-4896, 1996.

- [62] 菊池 剛介, 藤田 英明: 「一相 PWM 制御法を用いた三相系統連係変換器-交流インダクタの鉄損解析-」, 電気学会, 半導体電力変換 モータードライブ 産業電力電気応用合同研究会, SPC-10-127, MD-10-038, IEA-10-033, 2010.
- [63] J. Muhlethaler, J. Biela, J. W. Kolar, and A. Ecklebe “Core Loss under DC Bias Condition based on Steinmetz Parameters,” IEEJ IPEC, pp. 2430-2437 (2010)
- [64] K. Venkatachalam, C. R. Sullivan, T. Abdallah, and H. Tacca, “Accurate Prediction of Ferrite Core Loss with Nonsinusoidal Waveforms Using Only Steinmetz Parameters,” IEEE CIPE, pp. 36-41, 2002.
- [65] J. Muhlethaler, J. W. Kolar, and A. Ecklebe, “Loss Modeling of Inductive Components Employed in Power Electronic Systems,” IEEE ECCE Asia, pp. 945-952, 2011.
- [66] J. Muhlethaler “MODELING AND MULTI-OBJECTIVE OPTIMIZATION OF INDUCTIVE POWER COMPONENTS,” PhD thesis, ETH Zurich, 2012.
- [67] C. R. Sullivan, and J. H. Harris, “Testing core loss for rectangular waveforms,” Phase II final report, 2011.
- [68] A. Krings, J. Soulard, “Overview and Comparison of Iron Loss Models for Electrical Machines,” MC2D & MITI, EVER MONACO, 2011
- [69] C. Collins, M. Duffy, “Limits and Opportunities for Distributed Inductors in High-Current, High-Frequency Applications,” IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 25, no. 11, 2010.
- [70] J. Li, T. Abdallah, C. R. Sullivan, “Improved Calculation of Core Loss With Nonsinusoidal Waveforms,” IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, pp. 2203-2210, 2001.
- [71] G. Bertotti, “General Properties of Power Losses in Soft Ferromagnetic Materials,” IEEE Transactions On Magnetics, vol. 24, no. 1, 1988.
- [72] T. Kantou, S. Yamamoto, M. Kato, T. Keishi, and T. Sawai, “Electro-magnetic and Thermal Design Technology for Reactor Development,” SEI TECHNICAL

---

REVIEW, no. 70, pp. 41-46, 2010.

- [73] 藤田 雄一郎, 筒井 和久 : 「有限要素法電磁界解析による圧粉磁心リアクトルの特性予測」, 電気製鋼, vol. 82, no.1, pp. 73-79, 2011.
- [74] 吉川浩平・北島未規・川口 肇・伊藤 睦・加藤雅幸・澤井孝典 : 「樹脂モールドリアクトルの開発」, SEI テクニカルレビュー, vol. 178, pp.116-120, 2011.
- [75] 山本 伸一郎, 草別 和嗣, 井戸順二, 川口 肇, 伊藤 睦, 加藤雅幸 : 「小型・軽量昇圧コンバータ用リアクトル」, SEI テクニカルレビュー, vol. 185, pp. 29-33, 2014.
- [76] 五十嵐 直人, 魚住 真人, 小菅 敏行, 伊藤 淳, 草別 和嗣, 山口浩司 : 「車載用リアクトルの小型化を可能にした純鉄系圧粉コア」, SEI テクニカルレビュー, vol. 186, pp. 92-97, 2015.
- [77] 杉山 昌揮・山口 登士也・大河 内智・岸本 秀史・服部 毅・齋藤 貴伸 : 「車載用リアクトルコア用高密度・低損失圧粉磁心の開発」, SOKEIZAI, vol.51, no.12, pp. 24-29, 2010.
- [78] 橋本 裕志, 財津 享司, 林 俊平, 三谷 宏幸, 井上 憲一 : 「鉄粉コアと銅帯コイルで構成した低損失リアクトル」, 神戸製鋼技報, vol. 65, no. 2, pp. 16-20, 2015.
- [79] N. Kurita, K. Onda, K. Nakanoue, and K. Inagaki, “Loss estimation method for three-phase AC reactors of two types of structures using amorphous wound cores in 400-kVA UPS,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 29, no. 7, pp. 3657-3668, 2014.
- [80] Y. Han, W. Eberle and Y. Liu, “New Measurement Methods to Characterize Transformer Core Loss and Copper Loss In High Frequency Switching Power Supplies,” IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, pp. 1695-1701, 2004.
- [81] J. T. Charton, J. Corda, A. Hughes, J. M. Stephenson and S. P. Randall, “Iron Loss Measurement Technique and Experience for Flux Waveform Including DC Offsets,” Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on (EPE), CDROM, 2005
- [82] V. J. Thottuvelil, T. G. Wilson, and H. A. Owen, “High-Frequency Measurement

- 
- Techniques for Magnetic Cores,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 5, no. 1, pp. 41-53, 1990.
- [83] F. Dong Tan, J. L. Vollin, and S. M. Cuk, “A practical approach for magnetic core-loss characterization,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, 10(2):124–130, 1995.
- [84] W. Shen, F. Wang, D. Boroyevich, and C. W. Tipton, “Loss characterization and calculation of nanocrystalline cores for highfrequency magnetics applications”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 23(1):475-484, 2008.
- [85] J. Zhang, G. Skutt, F. C. Lee, and A. S. Description, “Some Practical Issues Related to Core Loss Measurement Using Impedance Analyzer Approach,” *Appl. Power Electron. Conf. Expo. APEC 1995.*, pp. 547-553, 1995.
- [86] C. A. Baguley, B. Carsten, U. K. Madawala, “The effect of DC bias conditions on ferrite core losses.” *IEEE trans. on Magnetics*, vol. 44, pp. 246-252, 2008.
- [87] D. Christen, U. Badstuebner, J. Biela and J. W. Kolar, “Calorimetric power loss measurement for highly efficient converters,” *Proc, IEEE/IEEE Int. Power Electron. Conf.*, pp.1438-1445, 2010.
- [88] M. Sippola and R. E. Sepponen, “Accurate prediction of high-frequency power-transformer losses and temperature rise,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 17, no. 5, pp. 835-847, 2002.
- [89] C. X. C. Xiao, G. C. G. Chen, and W. G. H. Odendaal, “Overview of Power Loss Measurement Techniques in Power Electronics Systems,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 43, no. 3, pp. 657-664, 2007.
- [90] A. D. Sagneri, “Design of Miniaturized Radio-Frequency DC-DC Power Converters,” MIT Ph. D thesis, 2012.
- [91] M. Mu, F. C. Lee, “A New High Frequency Inductor Loss Measurement Method” *IEEE Energy Convers. Congr. Expo. (ECCE)*, pp. 1801-1806, 2011.
- [92] M. Mu, “High Frequency Magnetic Core Loss Study,” Virginia tech Ph.D thesis, 2012.
- [93] C. P. Steinmetz, “On the law of hysteresis,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 72(2),

---

pp. 197-221, 1984.

- [94] M. Albach, T. Durbaum, A. Brockmeyer, “Calculating core losses in transformers for arbitrary magnetizing currents a comparison of different approaches-,” *Proc. 27th Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf.*, vol. 2, pp. 1463-1468, 1996.
- [95] G. Gohil, L. Bede, R. Teodorescu, T. Kerekes, and F. Blaabjerg, “Magnetic Integration of the Harmonic Filter Inductor for Dual-Converter Fed Open-End Transformer Topology,” *IEEE Trans. on Power Electronics* vol. 8993, pp. 2264-2271, 2016.
- [96] 日本工業規格：「低周波変成器及びコイル試験方法 JIS 規格(C6435)」
- [97] 日立金属株式会社：「ファインメットカタログ」, 2010.
- [98] 東邦亜鉛株式会社：「磁性体材料カタログ」
- [99] A. V. den Bossche and V. C. Valchev, “Inductors and Transformers for Power Electronics”. CRC Press, Taylor & Francis Group, 2005.
- [100] W. G. Hurley, W. H. Wölfle, “Transformers and Inductors for Power Electronics Transformers and Electronics,”. Wiley, 2013.
- [101] Colonel Wm. T. McLyman, “Transformer and Inductor Design Handbook,” CRC Press, Fourth Edition, 2011.
- [102] K. Berringer, H. Marvin, P. Perruchoud, “Semiconductor Power Losses in AC Inverters”, *IEEE IAS Annual Meeting*, pp. 341-345, 1995.
- [103] G. Bertotti, “Hysteresis in Magnetism,”. Academic Press, Inc., 1998.
- [104] W. a Pluta, “Core loss models in electrical steel sheets with different orientation,” *PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY (Electrical Review)* no. 9, pp. 37-42, 2011.
- [105] R. M. Del Vecchio, “Computation of losses in nonoriented electrical steels from a classical viewpoint (invited)”, *J. Appl. Phys.* 53, 8281, 1982.
- [106] H. Skarrie, “Design of powder core inductors,” *Licentiate Thesis*, Lund University, 2001.

---

## 投稿論文

1. 松盛 裕明, 清水 敏久, 高野 耕至, 石井 仁 : 「三相 PWM インバータ用 AC フィルタインダクタ鉄損の算定」, 電気学会 産業応用部門誌, vol. 133, no.10, pp.1009-1021, 2013.
2. H. Matsumori, T. Shimizu, K. Takano, H. Ishii, “Iron Loss Calculation of AC Filter Inductor for Three-Phase PWM Inverters,” Electrical engineering in Japan, vol.190, no2, 2015.
3. H. Matsumori, T. Shimizu, K. Takano, H. Ishii, “Evaluation of Iron Loss of AC Filter Inductor used in Three-Phase PWM Inverters Based on an Iron Loss Analyzer (ILA),” IEEE Trans. on Power Electronics, vol.31, pp.3080-3095, 2016
4. 松盛 裕明, 清水 敏久, 高野 耕至, 石井 仁 : 「三相 PWM インバータにおける低負荷運転時の効率改善を目的とした三相 AC フィルタインダクタの提案」, 電気学会 産業応用部門誌, vol. 137, no.5, pp. 395-405, 2017.
5. H. Matsumori, T. Shimizu, X. Wang and F. Blaabjerg, “A practical iron loss model for filter inductors of switched power converters,” IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol.6, pp.29-39, 2018.
6. H. Matsumori, T. Shimizu, K. Takano, H. Ishii, “Three-phase AC Filter Inductor Design for Three-phase PWM Inverter Conversion Efficiency Improvement at Low Load,” Electrical engineering in Japan, DOI:10.1002/eej.23053, 2017.

## 国際会議

1. T. Shimizu, K. kakazu, H. Matsumori, K. Takano, H. Ishii, “Iron Loss Evaluation of Filter Inductor used in PWM Inverters,” IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 606-613, 2011.
2. H. Matsumori, T. Shimizu, K. Takano, H. Ishii “Comparison between single phase

- 
- and three phase of PWM inverters in Iron Loss measurement,” IEEE 15th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC, DS1d.3-1- DS1d.3-8, 2012.
3. H. Matsumori, T. Shimizu, K. Takano, H. Ishii, “Iron loss calculation of AC filter inductor for three-phase PWM inverters,” IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 3271-3279, 2012.
  4. H. Matsumori, T. Shimizu, K. Takano, H. Ishii, “Iron loss calculation of AC filter inductor for three-phase PWM inverters,” Taiwan Japan Symposium on Power Conversion (TJSPC), Poster No. JP13, 2012.
  5. H. Matsumori, T. Shimizu, K. Takano, H. Ishii, “Iron loss calculation of AC filter inductor for three-phase PWM inverter,” IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 3049-3056, 2015.
  6. H. Matsumori, T. Shimizu, K. Takano, H. Ishii, “Iron Loss Evaluation of Three-phase Inductor for Three-Phase PWM Inverter,” IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 676-683, 2016.
  7. R. Beres, X. Wang, F. Blaabjerg, C. L. Bak, H. Matsumori, T. Shimizu, “Evaluation of core loss in magnetic materials employed in utility grid AC filters”, IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp.3051-3057, 2016
  8. H. Matsumori, T. Shimizu, K. Takano, H. Ishii, “Novel iron loss calculation model for AC filter inductor on PWM inverter,” IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia), pp. 3676-3681, 2016.
  9. Y. Shirouchi, H. Matsumori, T. Shimizu, “ZVS/ZCS analysis for a three-phase PWM inverter using Valley-fill Snubber,” IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEC 2017 - ECCE Asia), S03-2-1208, 2017.
  10. H. Matsumori, T. Shimizu, “Three-phase AC filter inductor design of three-phase PWM inverter for low load conversion efficiency improvement,” IEEE the 43rd

---

Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), pp. 1119-1124, 2017.

## 国内会議

1. 松盛 裕明, 清水 敏久, 森谷 明弘 : 「インダクタ用磁性体の鉄損に関する考察」, 電気学会 全国大会, 4-123, (2011)
2. 松盛 裕明, 清水 敏久, 高野 耕至, 石井 仁 : 「PWM インバータの単相運転と三相運転時における鉄損の考察」, 電気学会 産業応用部門大会, Y-20, (2011)
3. 松盛 裕明, 清水 敏久, 高野 耕至, 石井 仁 : 「単相および三相 PWM インバータの AC フィルタインダクタ鉄損の考察」, 電気学会 半導体電力変換研究会, MD-11-46, SPC-11-185, (2011)
4. 松盛 裕明, 清水 敏久, 高野 耕至, 石井 仁 : 「三相 PWM インバータにおける AC フィルタインダクタ鉄損の考察」, 電気学会 全国大会, 4-075, (2012) **平成 24 年電気学会全国大会優秀論文発表賞**
5. 松盛 裕明, 清水 敏久, 高野 耕至, 石井 仁 : 「三相 PWM インバータ用 AC フィルタインダクタ鉄損の算定」, 電気学会 半導体電力変換研究会, MD-12-27, SPC-12-089, (2012)
6. 松盛 裕明, 清水 敏久, 高野 耕至, 石井 仁 : 「単相 PWM インバータ用 AC フィルタインダクタ鉄損の算定」, 電気学会 半導体電力変換研究会, SPC-13-027, (2013)
7. 松盛 裕明, 清水 敏久, 森谷 明弘, 高野 耕至, 石井 仁 : 「PWM インバータにおける AC フィルタインダクタ鉄損評価」, 電気学会 全国大会, 4-085, (2013)
8. 松盛 裕明, 備前 良雄, 清水 敏久, 高野 耕至, 石井 仁 : 「直流磁界バイアス励磁下のフィルタインダクタ鉄損の評価」, 電気学会 産業応用部門大



- 
- 会, 1-116, (2015)
9. 松盛 裕明, 清水 敏久:「三相 PWM インバータ励磁下における三相インダクタの鉄損評価」, 電気学会 半導体電力変換研究会, SPC-15-141, (2015)
  10. 松盛 裕明, 清水 敏久, 高野耕至, 石井仁:「PWM インバータ励磁下における AC フィルタインダクタ損失評価」, 電気学会 全国大会, 4-088, (2016)
  11. 城内 悠輔, 松盛 裕明, 清水 敏久:「バレーフィルスナバの解析と動作検証」, 電気学会 全国大会, 4-080, (2016)
  12. 城内 悠輔, 松盛 裕明, 清水 敏久:「バレーフィルスナバを用いた三相 PWM インバータの ZVS/ZCS 解析」, 電気学会 産業応用部門大会, Y-45, (2016)
  13. 城内 悠輔, 松盛 裕明, 清水 敏久:「バレーフィルスナバを用いた三相 PWM インバータの ZVS/ZCS 評価」, 電気学会 半導体電力変換研究会, SPC-16-137, (2016)
  14. 保田 耕平, 松盛 裕明, 清水 敏久:「インダクタのフリンジング損失の近似解析」, 電気学会 半導体電力変換研究会, SPC-16-165, (2016)
  15. 城内 悠輔, 松盛 裕明, 清水 敏久:「バレーフィルスナバを用いた三相 PWM インバータの EMI ノイズと効率評価」, 電気学会 産業応用部門大会, 1-9, (2017)
  16. 黒崎 紘史, 中澤 知之, 松本 勇二, 松盛 裕明, 清水 敏久:「励磁インダクタンスを均等化させた三相三脚インダクタの開発」, 電気学会 産業応用部門大会, 1-146, (2017)
  17. 松盛 裕明, 清水 敏久:「直流磁界バイアス励磁下におけるフィルタインダクタ鉄損モデルの検討」, 電気学会 半導体電力変換モータドライブ合同研究会, SPC-17-149, (2017) 平成 29 年電気学会研究会優秀論文発表賞 (A 賞)

---

## 出願特許

1. 三相 3 脚 AC フィルタインダクタ  
(管理番号:2016-173077, 出願日:平成 28 年 9 月 5 日)
2. 三相三脚磁芯および三相三脚インダクタ  
(管理番号 2016-0052, 特願 2017-050073, 出願日:平成 29 年 3 月 15 日)
3. 電力制御部品用圧粉磁心, 三相インダクタおよび三相変圧器 (首都大学  
東京 産学連携センター管理番号: 2016-0073)

## 受賞経歴

電気学会 平成 24 年電気学会全国大会優秀論文発表賞 (2013)

電気学会 平成 29 年電気学会研究会優秀論文発表賞 (A 賞) (2017)

## 外部資金調達実績

日本学生支援機構 DC2

---

## 謝辞

本研究を進めるにあたり多大なる御指導を賜りました首都大学東京大学院理工学研究科の清水敏久教授に心より感謝いたします。清水敏久教授には本学の学士過程 4 年から博士課程修了までの 8 年間もお世話になりました。研究生生活をしていると毎年 1 年が早く過ぎ去るため研究室に配属してから 8 年の歳月が流れた事の実感がわきませんが、清水敏久教授には長期にわたって研究に関する指導はもちろんのこと、研究者としてのあり方など、謝辞では書き切れない様々な事を御指導して頂きました。本当にありがとうございました。

また、本研究を進めるにあたり御指導、御鞭撻、審査員をして頂きました首都大学東京大学院理工学研究科の和田圭二准教授に深く感謝いたします。和田圭二准教授には研究を進めるにあたって実験の手法だけではなく必要な人脈の作り方など、多々御指導して頂きました。Denamrk Aalborg 大学への客員研究員としての派遣も和田圭二准教授が Denamrk Aalborg 大学の Xiongfei Wang 准教授を紹介して頂いたおかげで円滑に渡欧できました。

お忙しい中、審査員として私の研究成果を見ていただき、ご指導賜りました首都大学東京大学院理工学研究科の鈴木敬久教授、芝浦工業大学工学部の赤津観教授にも心よりお礼申し上げます。研究に対して思い込みの部分が多々ありましたが、審査会で多くの厳しい質問とご指導をいただいたことで思い込みから抜け出すことができました。

本研究を進めるにあたり多大なるご協力を頂きました岩崎通信機株式会社の高野耕至様、石井仁様に深く感謝いたします。御二方には本研究の非常に重要な部分である ILA の開発に協力をして頂きました。ILA のおかげで PWM インバータ用フィルタインダクタの鉄損計算法が確立できました。

本研究を進めるにあたりインダクタの提供や試作にご協力を頂きました東邦亜鉛株式会社の松本勇二様、中澤知之様、黒崎紘史様に深く感謝いたします。EE 型の三相インダクタ等の試作品がなければ 4 番目の学術論文を執

---

筆できませんでした。パワーエレクトロニクス業界で実績のなかった私を信じて、様々なインダクタの試作をして頂き、ありがとうございました。

三菱マテリアル株式会社の金川欣次様、白石浩之様、山下信之様、五十嵐和則様、森智広様、野口毅様に深く感謝いたします。御社の材料開発や電磁界解析についての深い知見は本研究を進める上で大きく役立ちました。

Denamrk Aalborg 大学の客員研究員在籍時にお世話になりました、Frede Blaabjerg 教授 Xiongfei Wang 准教授、Dr. Dongsheng Yang 氏に深く感謝いたします。海外での研究を経験することで、研究者として大きく成長できたと思います。皆様の研究スキルと仕事の早さには感服しました。

研究生生活を共にした同期の仲間、先輩方、後輩達、RAの方々に深く感謝します。特に学部・修士時代の同期であった吉田秀人氏(現、三菱電機株式会社)に深く感謝いたします。彼が博士後期課程に在籍して居たことで、久しぶりに戻った研究室に馴染めた事や研究に関するディスカッションができました。また、鉄損グループとして研究を共にした備前良雄氏、三輪明寛氏、佐藤弘明氏(現、本田技研工業株式会社)に深く感謝いたします。測定データの補助など非常に助かりました。

日本電信電話株式会社の在籍時にお世話になった方々に深く感謝いたします。約2年しか在籍できませんでしたが、企業が必要とする研究の視点を多く学ぶことができました。特に直属の上司であった田中徹様(現、NTTファシリティーズ株式会社)に深く感謝いたします。退社に負い目を感じていた私にアカデミックに進んだ時には将来的に共同研究ができれば良いと背中押して下さりました。退職を申告した場所であるドイツの情景は今でも覚えています。おかげさまで無事に博士課程を修了しました。

最後に博士課程まで教育を受けさせてくれた、両親、兄弟、親戚方に深く感謝いたします。本当にありがとうございました。

2018年2月22日 松盛裕明